

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektrotechnologie



**Řízení impulsních systémů pro kompenzaci
neaktivní energie sítě**

Disertační práce

Michal Brejcha

Praha, červen, 2014

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Elektrotechnologie a materiály
Školitel: doc. Ing. Václav Papež CSc.

Abstrakt

Disertační práce popisuje realizaci speciálních algoritmů využívaných v řídicích programech aktivních harmonických filtrů nebo výkonových polovodičových měničů. Práce navazuje na funkční vzorek aktivního harmonického filtru, který byl realizován na katedře elektrotechnologie a věnuje se řešení problémů jeho řídicích algoritmů. Řešeny jsou funkční algoritmy adaptivních filtrů pro určení střední hodnoty a dalších signálů charakterizujících síťové veličiny, vycházející ze základních řídicích mechanismů PQ teorie, na jejíž výzkum byl původní projekt zaměřen. Velký prostor je věnován také chybě výstupního signálu filtrů, která vzniká v důsledku výpočtů v pevné řádové čárce. Řešení tohoto problému při realizaci řídicího programu aktivního filtru se ukázalo jako klíčové. Výsledkem této práce je vyvinutý systém adaptivní filtrace sousledné harmonické složky. Algoritmus je založen na známém algoritmu obecného integračního členu druhého řádu (SOGI), který je modifikován algoritmem jeho ladění, využívajícím i automatické řízení zisku (AGC). Výsledný algoritmus má výhodnější nebo stejné dynamické vlastnosti a jednodušší implementaci než běžně používané fázové závěsy.

Abstract

The thesis describes realization of some types of algorithms which are used or can be used in control programs of active harmonic filters or power converters. The work follows the project about active harmonic filters at the department of electrotechnology. The project was focused on realization of prototype of active harmonic filter controlled via algorithms based on PQ theory. Therefore all presented algorithms have tight connection to this research. Especially the digital adaptive filters and signal processing via phase locked loop are studied. An errors between target outputs and algorithm outputs are also widely considered. The error originates from rounding in calculations and it is a key problem of all algorithms. Especially important topic of the thesis is developed system of adaptive filtration of positive sequence component. The algorithm is based on well-known second order general integrator (SOGI) block. The new way of tuning of the block was proposed, which is based on automatic gain control (AGC). Resulting algorithm has better or the same dynamic and simpler solution than the common used phase locked loops.

OBSAH

1	Úvod	1
1.1	Cíle disertační práce	2
1.2	Harmonická funkce a Fourierova řada	3
1.3	Výkony	5
1.3.1	Výkony při harmonickém napájení	5
1.3.2	Výkony při neharmonickém napájení	6
1.4	Složkové soustavy	7
1.4.1	Symetrické složky	7
1.4.2	Clarkové transformace	8
1.4.3	Parkova transformace	8
2	Způsoby zajištění kvalitní dodávky elektrické energie	10
2.1	Kompenzace jalového výkonu	10
2.2	Systémy zamezující poklesům napětí a výpadkům napájení	11
2.3	Kompenzace harmonických složek proudu a napětí	13
3	Funkční vzorek aktivního harmonického filtru	14
3.1	Zapojení pracoviště	14
3.2	Blokové schéma měniče	16
3.3	Propojení svorkovnice funkčního vzorku a modulů CompactRIO	18
3.4	Vývojové prostředí	19
4	Řídicí algoritmy aktivních harmonických filtrů	22
4.1	Metody řízení aktivních harmonických filtrů	22
4.2	PQ teorie	27
5	Číslicové zpracování signálů v řídicích systémech výkonových měničů	30
5.1	Výpočty v pevné řádové čáře	30
5.1.1	Porovnání výpočtů v pevné a plovoucí řádové čáře	30
5.1.2	Šíření chyby ve výpočtech	33
5.1.3	Podmínky plynoucí z kvantizačních teorémů	38
5.1.4	Šíření chyby v rekurzivních výpočtech	39
5.1.5	Chyba výsledku funkce více kvantovaných signálů	41
5.2	Výpočet střední hodnoty	45
5.2.1	Filtry IIR	45
5.2.2	Filtry FIR	48
5.2.3	Filtry CIC	49
5.2.4	Porovnání filtrů střední hodnoty	50
5.3	Fázové závěsy	53
5.3.1	Fázový závěs využívající okamžité hodnoty výkonu	53
5.3.2	SRF-PLL (Synchronous Reference Frame PLL)	55

5.3.3	EPLL (Enhanced PLL)	57
5.4	Adaptivní filtry	59
5.4.1	Detekce sousledné složky nesymetrie pomocí PQ teorie	59
5.4.2	Algoritmus LMS (Least Mean Squares Algorithm)	60
5.4.3	Adaptivní úzkopásmová propus	61
5.4.4	Automatická regulace zisku (Automatic Gain Control)	65
5.4.5	Adaptivní filtr sousledné složky 3f soustavy	65
5.5	Řešení kódu algoritmů	73
6	Závěr	76
6.1	Souhrn výsledků disertační práce	76
6.2	Motivace pro další vývoj	77
6.3	Přínos problematice	78
A	Výsledky simulace fázového závěsu využívajícího PQ teorii	82
A.1	Vliv nesymetrie	83
A.1.1	Číslo zkoušky 3, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	84
A.1.2	Číslo zkoušky 3, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$	85
A.1.3	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	86
A.2	Vliv harmonických složek	87
A.2.1	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	88
A.2.2	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$	89
A.2.3	Číslo zkoušky 2, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	90
B	Výsledky simulace adaptivního filtru sousledné symetrické složky	91
B.1	Vliv nesymetrie	92
B.1.1	Číslo zkoušky 3, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	93
B.1.2	Číslo zkoušky 3, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$	94
B.1.3	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	95
B.2	Vliv harmonických složek	96
B.2.1	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	97
B.2.2	Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$	98
B.2.3	Číslo zkoušky 2, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$	99

SEZNAM OBRÁZKŮ

1	Rozklad 3f soustavy do symetrických složek	8
2	Fázorové diagramy pro odvození transformačních matic (osa 0 není zakreslena, ta vyžaduje prostorové zobrazení)	9
3	Aktivní kompenzace jalového výkonu	11
4	Velikost napětí na výstupu vedení v závislosti na reaktanci zátěže	12
5	Zapojení výkonové části pracoviště vývoje aktivního harmonického filtru .	15
6	Blokové schéma měniče (převzato z původní dokumentace)	16
7	Uspořádání měniče (převzato z původní dokumentace)	17
8	Propojení svorkovnice, modulů LEM a modulů CompactRIO	18
9	Ukázka řídicí aplikace harmonického filtru v Labview	20
10	Ukázka implementace PC uživatelské aplikace vytvořené v Labview	20
11	Ukázka implementace řídicí smyčky PQ teorie v Labview	21
12	Jednofázové blokové schéma filtračního algoritmu pro získání činné složky základní harmonické proudu	23
13	Jednofázová modifikace metody synchronně rotujícího rámce	24
14	Schéma funkce aktivního filtru řízeného metodou UCFIC	25
15	Řídicí algoritmus aktivního harmonického filtru založený na sledování úrovně napětí ve stejnosměrném meziobvodě	26
16	Blokové schéma řídicího algoritmu pro paralelní aktivní harmonický filtr .	27
17	Rovina dvou čísel v pevné řádové čárce s jednobitovou zlomkovou částí . .	32
18	Výpočet transformace složek abc do soustavy $\alpha\beta$ s naznačenou bitovou přesností v jednotlivých částech	36
19	Obecný ekvivalentní rekurzivní výpočet se zdrojem kvantizačního šumu . .	39
20	Bitové rozsahy při simulaci rekurzivního výpočtu	40
21	Výpočet kompenzačních proudů z transformovaných napětí a filtrovaných výkonů s naznačenými bitovými rozsahy	45
22	Blokové schéma IIR filtru střední hodnoty s decimací	48
23	Amplitudová frekvenční charakteristika filtru klouzavých průměrů pro $N = 10$, odpovídá funkci $\sin(x)/x$	49
24	Zapojení CIC filtru pro výpočet plovoucího průměru z N vzorků	50
25	Charakteristiky jednotlivých sekcí IIR filtru řádu $N = 3$ na daných vzorkovacích frekvencích, mezní frekvence sekce je $f_{mez} = 31, 25$ Hz pro vzorkovací frekvenci $f_s = 625$ Hz	52
26	Charakteristika filtru klouzavých průměrů pro $N = 400$ a vzorkovací frekvenci $f_s = 20$ kHz	52
27	Obecné blokové schéma fázového závěsu	53
28	Fázový závěs využívající okamžité hodnoty výkonu k získání základní frekvence vstupního signálu	54

29	Výstupní signály fázového závěsu pro vstupní nesymetrii dle tabulky 8, test A	56
30	Výstupní signály fázového závěsu pro vstupní nesymetrii dle tabulky 8, test B	56
31	Blokové schéma fázového závěsu SRF-PLL	57
32	Upravený výpočet fázového závěsu SRF-PLL	57
33	Blokové schéma fázového závěsu EPLL	58
34	Blokové schéma detektoru sousledné symetrické složky dle literatury [1]	59
35	Modifikovaná verze LMS prediktoru pro ladění úzkopásmové propusti	62
36	Schéma implementovaného principu filtrace základní harmonické složky	63
37	Vstupní signál $x[n]$, výstup referenčního filtru $y[n]$ a výstup adaptivní pásmové propusti $z[n]$ v závislosti na čase simulace	64
38	Průběh chyby a laděné váhy v závislosti na čase	64
39	Schéma algoritmu aktivního řízení zisku	65
40	Schéma algoritmu filtru pro detekci sousledné složky (SOGI - Second Order Generalized Integrator)	66
41	Frekvenční charakteristiky filtru u výstupů y_d a y_q v závislosti na parametru k	66
42	Transformace fázorů souměrných složek	67
43	Algoritmus detekce sousledné složky nesymetrie pomocí filtru SOGI	68
44	Algoritmus AGC pro porovnávání amplitud dvou signálů	70
45	Algoritmus detekce sousledné složky nesymetrie pomocí filtru SOGI laděným AGC	70
46	Zdrojové signály pro simulaci adaptivního filtru sousledné symetrické složky	71
47	Skutečná sousledná symetrická složka po transformaci do souřadnic $\alpha\beta$	71
48	Průběh adaptování frekvence v čase - přepočtený výstup AGC	72
49	Průběhy na výstupu filtru sousledné symetrické složky (již děleno 2)	72
50	Rozdělené zpracování filtrů FIR a IIR	74
51	Rozdělení výpočtu filtrovaného výstupu mezi obsluhu přerušení a hlavní programovou smyčku	74

SEZNAM TABULEK

1	Řádové mřížky pro formát ANSI/IEEE Std. 754-1985	31
2	Porovnání vlastností plovoucí a pevné řádové čárky [19]	32
3	Srovnání vypočteného rozptylu a numericky určené střední kvadratické odchylky ve výpočtu Clarkové transformace	36
4	Srovnání vypočteného rozptylu a numericky určené střední kvadratické odchylky na výstupu rekurzivního výpočtu	40
5	Aproximace rozptylů některých funkcích náhodných proměnných, které jsou využívány v programu aktivního filtru a dále popisovaných algoritmů	43
6	Koeficienty IIR filtru - Butterworthova aproximace, $N=3$, poměr mezní a vzorkovací frekvence v intervalu $\langle 0,0001; 0,15 \rangle$	47
7	Výsledek překladu testovaných programů pro hradlové pole	51
8	Nastavení jednotlivých symetrických složek a harmonických při simulaci fázového závěsu dle literatury [1]	55
9	Zkušební úrovně dle ČSN EN 61000-4-27[33]	83
10	Zkušební úrovně harmonických složek při simulaci	87
11	Zkušební úrovně dle ČSN EN 61000-4-27[33]	92
12	Zkušební úrovně harmonických složek při simulaci	96

ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem disertační práci vypracoval samostatně pod vedením Doc.Ing. Václava Papeže, CSc., s použitím literatury, uvedené na konci mé disertační práce v seznamu použité literatury.

V Praze

Michal Brejcha

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych na tomto místě poděkoval svému školiteli Doc.Ing. Václavu Papežovi, CSc. za jeho vedení, trpělivost a cenné rady a pomoc při řešení řady problémů, které se při mé práci vyskytly. Tím nemyslím jen pomoc s problémy technického charakteru, ale také to, že bděl nad termíny a upozorňoval mě na povinnosti, které jsem jako doktorand opomněl splnit.

Rád bych poděkoval také Ing. Rudolfu Bayerovi a Ing. Janu Hájkovi za spolupráci na různých projektech. Bez jejich pomoci by řada věcí nevznikla, nebo vznikla s velkými obtížemi.

Děkuji také všem, kteří v minulosti se mnou spolupracovali nebo mi pomáhali při řešení některého projektu nebo problému. Nechtěl bych na někoho zapomenout, proto zde záměrně nepíši ničí jména. Jsem si jistý, že každý ví, zda a jak mi pomohl a já jsem rád, že jsem díky nim nebyl na všechno sám.

Nakonec bych rád poděkoval své rodině a hlavně rodičům. Měli se mnou trpělivost, mají mě rádi a bez jejich spolupráce bych se ani nenarodil, takže by tato práce ani nemohla nikdy vzniknout.

KAPITOLA 1

ÚVOD

Způsob jakým vyrábíme, přenášíme a odebíráme elektrickou energii značně ovlivňuje účinnost jejího využití. Nejčastěji se lze v energetických sítích setkat se střídavým napětím v jednofázové nebo třífázové soustavě. Těmito soustavami se budeme v této práci zabývat. Z pohledu účinnosti je třeba zvážit, jaký výkon přenášíme, velikost tzv. jalové složky výkonu, jaká je použita napěťová hladina a v neposlední řadě jaké odchylky od harmonického průběhu vykazují průběhy napětí a proudu. Zmíněné pojmy lze shrnout do společného tématu, kterým je kvalita elektrické energie.

Idealizovaný proces výroby a spotřeby elektrické energie předpokládá, že energii, kterou s určitou účinností vyrobíme sníženou o ztráty na vedení, s určitou účinností spotřebujeme v cílovém zařízení. Při návrhu elektrických zdrojů a přenosových vedení je třeba navíc uvažovat i tu část energie, která nemění svůj charakter (elektrická energie - teplo, elektrická energie - kinetická energie apod.), ale pouze cirkuluje mezi zdrojem a zátěží. Tato neaktivní energie zvyšuje efektivní hodnotu procházejícího proudu, čímž rostou nároky na dimenzování elektrických strojů a vedení a také dochází k nárůstu úbytku napětí na sériových impedancích a tím k růstu ztrát v celém procesu. Je zřejmé, že právě z těchto důvodů je třeba zmíněnou neaktivní část energie pokud možno minimalizovat.

Neaktivní výkon je v energetických sítích produkován zpravidla zátěží (mohou ho produkovat i zdroje - aktivní filtry, kompenzátory apod.). V případě harmonických průběhů napětí a proudů dochází k jeho vzniku, pokud zátěž obsahuje akumulární prvky (kondenzátory, tlumivky), které jsou v rámci jedné periody síťového napětí střídavě nabíjeny a zase vybíjeny. Zde hovoříme o jalovém výkonu. U neharmonických průběhů obvody veličin je tento výkon vytvořen, když jsou rozdílné průběhy napětí a proudu, tj. mají různý tvar nebo fázový posun. V tomto případě vždy hovoříme pouze o neaktivním výkonu a v energetických sítích je jeho zdrojem nelinearita zátěže. Tato práce se bude povětšinou zabývat právě způsoby kompenzace neaktivního případně jalového výkonu a zajištěním harmonických průběhů obvody veličin.

1.1 Cíle disertační práce

Tato práce navazuje na projekt realizace řídicího programu pro funkční vzorek aktivního harmonického kondicionéru. Jejím hlavním cílem je zjednodušení programu a zlepšení dynamických vlastností výsledného řídicího algoritmu. V rámci daného projektu byla implementována metoda okamžitých výkonů, tzv. PQ teorie [1]. Ta, jak bude ukázáno níže, se skládá z řady funkčních bloků, jako jsou Clarkové transformace, filtry střední hodnoty, matice výpočtu okamžitých výkonů atd. Blokované schéma výpočtu je relativně rozsáhlé. Vzhledem k této složitosti je zde třeba klást velký důraz na přesnost mezivýsledků. Problém je méně markantní u výpočtů v pohyblivé řádové čárce, nicméně v projektu funkčního vzorku bylo nutné, vzhledem k větší rychlosti algoritmu, provádět výpočty v pevné řádové čárce. V takovém případě lze vyšší přesnosti dosáhnout rozšířením bitových rozsahů. Stojí zde tak proti sobě požadavky velké přesnosti výpočtu a zachování jednoduchosti programu a nízkých paměťových nároků. Dřívější realizace algoritmu PQ teorie selhávaly právě na tomto rozporu. Základním cílem práce bylo najít metodiku, s jakou mají být v jednotlivých výpočtech voleny bitové rozsahy, aby bylo dosaženo rozumného kompromisu mezi nároky výpočtu a jeho přesností.

S požadavkem zmenšení výsledné velikosti celého programu zároveň vyvstal nový cíl pro úpravu stávajících bloků algoritmu za účelem jejich zjednodušení a zlepšení jejich dynamických vlastností. Zvláštní pozornost si v tomto případě zasloužily především fázové závěsy. V PQ teorii se využívají pro filtraci sousledné symetrické složky síťového napětí. Fázové závěsy obsahují relativně složité funkce, jakými jsou výpočty goniometrických funkcí a pak jejich dynamické vlastnosti nejvíce ovlivňují dynamiku výsledného řídicího programu. Cílem práce je tedy najít takový algoritmus, který může nahradit funkci fázového závěsu v PQ teorii, je jednodušší na implementaci a má podobné nebo lepší dynamické vlastnosti.

1.2 Harmonická funkce a Fourierova řada

Harmonickým střídavým napětím a proudem rozumíme případ, kdy průběhy napětí a proudu jsou tzv. harmonickými funkcemi, tj. funkcemi sinus nebo cosinus tvaru [2]:

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_u), \text{ nebo } u(t) = U_m \cdot \cos(\omega \cdot t + \psi_u) \quad (1)$$

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i), \text{ nebo } i(t) = I_m \cdot \cos(\omega \cdot t + \psi_i) \quad (2)$$

V rovnicích (1) a (2) je U_m resp. I_m amplituda (maximální hodnota) napětí resp. proudu, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ je úhlová frekvence, t je čas a φ resp. ψ je počáteční fáze nebo také fázový posun harmonického průběhu. Harmonický průběh obvodových veličin je pouze idealizací skutečných průběhů v elektrické síti. Tyto lze předpokládat pouze v případě, že v elektrickém obvodu nejsou zastoupeny prvky s nelineární závislostí mezi svorkovým napětím a protékajícím proudem. Běžně lze za sinusové považovat jen síťové napětí. Nejběžnějším nelineárním spotřebičem v síti je diodový usměrňovač s vyhlazovacím kondenzátorem. Jeho vstupní proud se vyznačuje špičkou odběru v blízkosti amplitudy napájecího napětí a minimálním odběrem mimo tuto oblast. Průběh proudu je periodický, nikoliv však sinusový. Jelikož analýza obvodů při harmonických obvodových veličinách je velmi snadná, aproximuje se periodický nesinusový odběr proudu Fourierovou trigonometrickou řadou. Fourierova řada periodické funkce $f(t)$ s úhlovým kmitočtem ω má tvar [3]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^n (a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t)) \quad (3)$$

a_k a b_k jsou koeficienty řady definované vztahy:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T \cos(k\omega t) \quad (4)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T \sin(k\omega t) \quad (5)$$

Řada (3) se často vyjadřuje ve fázovém tvaru, tj. pomocí modulu F_k a fáze φ_k :

$$f(t) = \frac{F_0}{2} + \sum_{k=1}^n F_k \cdot \cos(k\omega t + \varphi_k) \quad (6)$$

$$F_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (7)$$

$$\varphi_k = \arctan \frac{b_k}{a_k} \quad (8)$$

Členy s hodnotou $k = 0$ odpovídají stejnosměrné složce periodického průběhu $f(t)$. Stejnosměrná složka proudu v síti způsobuje přesycení magnetických obvodů transformátorů, proto je tento člen u průběhu proudu méně obvyklý. Nicméně může se tam objevit například vlivem jednofázového jednopulsního usměrňování. Členům s $k = 1$ se říká základní harmonická složka. Mají stejnou periodu jako analyzovaný průběh $f(t)$. O dalších členech s vyššími hodnotami k se hovoří vždy jen jako o harmonických složkách.

Zřejmě k popisu časového průběhu obecného periodického signálu je nutné znát hodnoty amplitud (7) a fází (8) jednotlivých harmonických složek v závislosti na frekvenci. V takovém případě mluvíme o amplitudovém a fázovém spektru signálu.

Jednou z důležitých vlastností Fourierovy řady je přítomnost určitých složek ve spektru pro specifické signály [4]:

- a) U sudých funkcí platí: $f(-t) = f(t)$. Graf je souměrný podle vertikální osy. Výsledná Fourierova řada pak obsahuje pouze členy s funkcí cosinus (a_k).
- b) U lichých funkcí platí: $f(-t) = -f(t)$. Graf funkce je souměrný vůči počátku. Výsledná Fourierova řada pak obsahuje pouze členy s funkcí sinus (b_k).
- c) V případě, že je daná funkce atiperiodická, tj. její průběh nad horizontální osou je zrcadlově stejný jako průběh pod touto osou, pak se v aproximaci objevují jen ty členy, které mají násobek k lichý. Podmínku antiperiodické funkce lze vyjádřit zápisem: $f(t) = -f(t \pm T/2)$.

Vlastnost antiperiodicity je velmi typická pro průběhy síťových veličin. Většina síťových zátěží, i když je uvažujeme nelineární, má stejný tvar průběhu odběru proudu v obou polaritách napájecího napětí. Proto se zde setkáváme takřka výhradně s lichými harmonickými složkami. Dále se některé harmonické složky nemohou vyskytovat v třívodičových trojfázových systémech. Jejich vzájemný fázový posun v jednotlivých vodičích je pro určitý aproximovaný průběh fázových proudů stejný a tudíž se chovají jako netočivá symetrická složka (viz kapitola 1.4.1). Projev harmonických z hlediska sledu fází (symetrie) je dán jejich řádem k :

- Harmonické řádu $(6k + 1)$ mají shodný sled fází se základní harmonickou složkou. Projevují se proto jako sousledná symetrická složka.
- Harmonické řádu $(6k - 1)$ mají opačný sled fází oproti základní harmonické složce. Ve výsledku přispívají ke zpětné symetrické složce. U indukčních motorů vytvářejí brzdny moment.
- Harmonické řádu lichých násobků $3k$ mají ve všech fázových vodičích shodný fázový posun. Přispívají k netočivé symetrické složce a musí se uzavírat středním vodičem. Tyto harmonické se nemohou vyskytovat v sítích s nevyvedeným uzlem (třívodičové trojfázové sítě).

1.3 Výkony

Jako kvalitativní faktor odběru elektrické energie lze brát hodnotu účinníku, která je dána poměrem činného výkonu P a zdánlivého výkonu S :

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (9)$$

Činný výkon je dán střední hodnotou součinu okamžitých hodnot fázových napětí a proudů. Zdánlivý výkon je vždy definován jako součin efektivních hodnot napětí a proudu. Jelikož harmonické složky ovlivňují efektivní hodnotu určité síťové veličiny, bude jí ovlivněna i hodnota účinníku. V této části budou vysvětleny jednotlivé výkony, jejich vzájemný vztah a závislost účinníku na určitém průběhu síťových veličin.

1.3.1 Výkony při harmonickém napájení

V případě harmonických síťových veličin lze hodnoty výkonů v jednotlivých fázích vyjádřit následujícími vztahy:

$$S = U \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (10)$$

$$P = S \cdot \cos(\varphi) \quad (11)$$

$$Q = S \cdot \sin(\varphi) \quad (12)$$

V rovnici (10) označují U a I efektivní hodnoty síťových veličin. Úhel φ je fázový posun mezi napětím a proudem. Symbolem Q zde označujeme neaktivní výkon, který se v případě harmonických obvodových veličin nazývá také jalový. Jedná se o fiktivní výkon, který respektuje část energie, která se vyměňuje mezi zátěží a zdrojem a přitom nekoná žádnou práci. Zdroji této části energie jsou především reaktanční zátěže. Dále pak se může vyskytnout i u odporových zátěží za přítomnosti harmonických nebo v případě třífázových systémů za přítomnosti nesymetrie. Vzájemný vztah mezi danými výkony je dán Pythagorovou větou (viz (10)). To lze snadno odvodit při použití komplexního počtu, který je při harmonických podmínkách velmi častý. Zřejmě dle vztahu (11) je hodnota účinníku při těchto podmínkách rovna $\cos\varphi$. Vztah pro činný výkon je výsledkem výpočtu střední hodnoty okamžitého výkonu:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (13)$$

V rovnici (13) je $p(t)$ okamžitý výkon, $u(t)$ a $i(t)$ jsou okamžité hodnoty napětí a proudu a T je perioda harmonického průběhu napětí (proudu). Dosazením sinusových podmínek do vztahu pro okamžitý výkon získáme následující výsledek pro jednu fázi:

$$\begin{aligned} p(t) &= u(t) \cdot i(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ &= \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot ((1 - \cos(2 \cdot \omega t)) \cdot \cos(\varphi) + \sin(2 \cdot \omega t) \cdot \sin(\varphi)) \end{aligned} \quad (14)$$

Okamžitý výkon kmitá s dvojnásobnou frekvencí v porovnání s obvodovými veličinami. V této práci je velmi důležité zajímat se, jak vypadá průběh okamžité hodnoty výkonu, pokud uvažujeme všechny 3 fáze. Pro zjednodušení výpočtů použijeme vztah (14), přičemž

budeme uvažovat místo času jako proměnnou fázový úhel ωt . Při zavedení aditivního fázového posunu δ v určitém vodiči tak zavádíme následující rovnost:

$$p(\omega t + \delta) = \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot ((1 - \cos(2\omega t + 2\delta)) \cdot \cos(\varphi) + \sin(2\omega t + 2\delta) \cdot \sin(\varphi)) \quad (15)$$

Pro součet okamžitých výkonů všech třech fází při symetrickém napájení (fáze jsou vzájemně posunuty po 120°) získáme následující důležitý výsledek:

$$p_{3f} = p(\omega t) + p(\omega t - 2\pi/3) + p(\omega t + 2\pi/3) = \frac{3 \cdot U_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(\varphi) \quad (16)$$

Při symetrickém trojfázovém napájení zmizela v hodnotě okamžitého výkonu časová závislost a ten je přímo roven trojnásobku činného výkonu (viz vztahy (10) a (11)). To je fakt na kterém jsou založeny některé řídicí algoritmy aktivních harmonických filtrů, jelikož při neharmonickém nebo nesymetrickém průběhu síťových veličin je časově závislá složka stále přítomna.

1.3.2 Výkony při neharmonickém napájení

Při neharmonickém napájení se využívá aproximace průběhu síťových veličin Fourierovou řadou. Výsledná efektivní hodnota napětí nebo proudu je pak dána součtem kvadrátů efektivních hodnot jednotlivých harmonických složek. Z nich pak lze zdánlivý výkon vypočítat úpravou vztahu (10).

$$S = U \cdot I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2} \cdot \sqrt{\sum_{l=0}^{\infty} I_l^2} \quad (17)$$

Činný výkon se opět určí jako střední hodnota součinu napětí a proudu. Protože střední hodnota součinu harmonických složek různých řádů je nulová [4], je činný výkon určen pouze součiny harmonických složek napětí U_h a proudu I_h stejných řádů a cosinem fázového posunu φ_h , který je mezi nimi:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} U_h \cdot I_h \cdot \cos(\varphi_h) \quad (18)$$

K poklesu účinníku dochází jednak při fázovém rozdílu napětí a proudu jednotlivých harmonických a také v případech, kdy jednotlivé amplitudy harmonických proudu neodpovídají lineárnímu násobku amplitud harmonických složek napětí. Zřejmě, pokud je například průběh napětí harmonický, podílí se na tvorbě činného výkonu pouze základní harmonická složka proudu. Ostatní složky vytvářejí neaktivní výkon Q . Jeho velikost lze určit z dříve uvedeného vztahu (10). Průběh napětí v napájecí síti se velmi blíží sinusovce (přinejmenším na svorkách generátoru v elektrárně). Z toho důvodu prakticky všechny harmonické složky proudu snižují hodnotu účinníku a proto by měly být kompenzovány.

Na tvorbě neaktivního výkonu se může podílet i napěťová nebo proudová nesymetrie. Tento efekt je významný u 2f zátěží a u 3f zátěží bez vyvedeného uzlu. V těchto případech totiž dochází k fázovému posunu fázových proudů vůči napětím i za podmínky, kdy je daná zátěž odporového charakteru.

1.4 Složkové soustavy

Pokud se jedná o symetrickou napěťovou soustavu se symetricky rozloženou zátěží ve všech fázových vodičích, je řešení obvodových rovnic trojfázových systémů velice jednoduché. Výsledek je nalezen pro jeden fázový obvod a obvodové veličiny v ostatních fázích se určí pouze správným posunem fáze o 120° respektive o 240° . V ostatních případech je třeba jednotlivé fázové obvody řešit samostatně například principem superpozice. Analýzu může značně zjednodušit transformace dané soustavy do jiného souřadnicového systému. Získáme tak systém s jiným počtem a uskupením zdrojů a jinou topologií obvodu, která může mít vyšší výpovědní schopnost o charakteru původního systému. V technice řídicích algoritmů trojfázových měničů se nejčastěji využívají transformace souřadnic, které určitým způsobem respektují vznik točivého magnetického pole ze základní harmonické složky. Především jde o „transformaci do symetrických složek“, „Clarkové transformaci“ a „Parkovu transformaci“, které jsou dále stručně popsány.

1.4.1 Symetrické složky

Symetrické 3f obvody zjednodušují analýzu. Proto je vhodné nesymetrická napětí případně proudy převést vhodnou transformací do symetrické podoby. V praxi se nejčastěji používá rozklad do tří symetrických složek sousledné (index 1), zpětné (index 2) a netočivé (index 0). Jedná se o substituci původního 3f nesymetrického zdroje soustavou tří symetrických zdrojů. Další analýza pak probíhá metodou superpozice, kdy se vždy uvažuje působení jen jediné soustavy zdrojů a efekty všech tří soustav se ve výsledku sečtou. Souledná složka (zdroj) má stejný směr otáčení (sled fází) jako původní soustava a fázory jsou vzájemně posunuty po 120° . Stejně posunutí fázorů je i u zpětné složky, nicméně ta má směr otáčení (sled fází) opačný než sousledná složka. Fázory netočivé složky mají všechny stejný směr a proto se tato složka může vyskytovat pouze v systémech s vyvedeným uzlem. V souladu s obrázkem číslo 1 lze získat pro původní soustavu transformační matici:

$$\begin{pmatrix} \hat{U}_A \\ \hat{U}_B \\ \hat{U}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \hat{a}^2 & \hat{a} \\ 1 & \hat{a} & \hat{a}^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{U}_0 \\ \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

Konstanta \hat{a} je komplexním číslem zajišťujícím otočení fázoru o 120° :

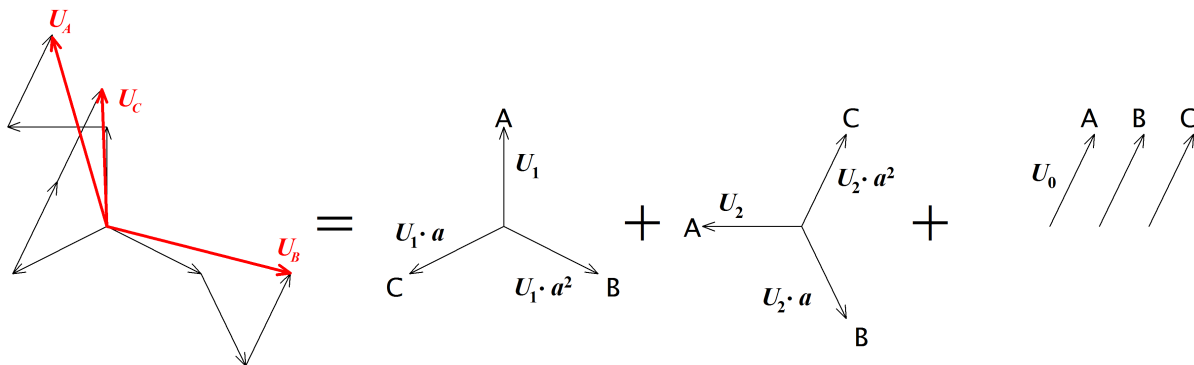
$$\hat{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (20)$$

Inverzní transformaci získáme pomocí inverzní matice k matici z rovnice (19):

$$\begin{pmatrix} \hat{U}_0 \\ \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \hat{a} & \hat{a}^2 \\ 1 & \hat{a}^2 & \hat{a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{U}_A \\ \hat{U}_B \\ \hat{U}_C \end{pmatrix} \quad (21)$$

V transformaci je počítáno vždy s fázory síťových veličin, jelikož v transformační matici je přítomna komplexní konstanta a . Metoda symetrických složek je využívána nejčastěji k analýze poruchových stavů v síti. Transformační matice ze vztahů (19) a (21) se používají i při transformaci nesymetrických zátěží (impedancí). To však již přesahuje rámec této práce. Důležitou skutečností je, že jedinou chtěnou složkou v síti je souledná symetrická složka. Ostatní složky mají spíše negativní projevy. Netočivá složka se uzavírá výhradně středním vodičem a v zapojení primáru napájecích transformátorů

do trojúhelníka způsobuje proud vinutím, který se uzavírá ve smyčce. Jelikož má zpětná symetrická složka opačný sled fází, působí negativně například při napájení asynchronních motorů.



Obrázek 1: Rozklad 3f soustavy do symetrických složek

1.4.2 Clarkové transformace

Transformace Clarkové rozkládá trojfázovou soustavu do tří navzájem kolmých složek (os $\alpha\beta 0$). Transformační matice jsou definovány zápisem:

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (22)$$

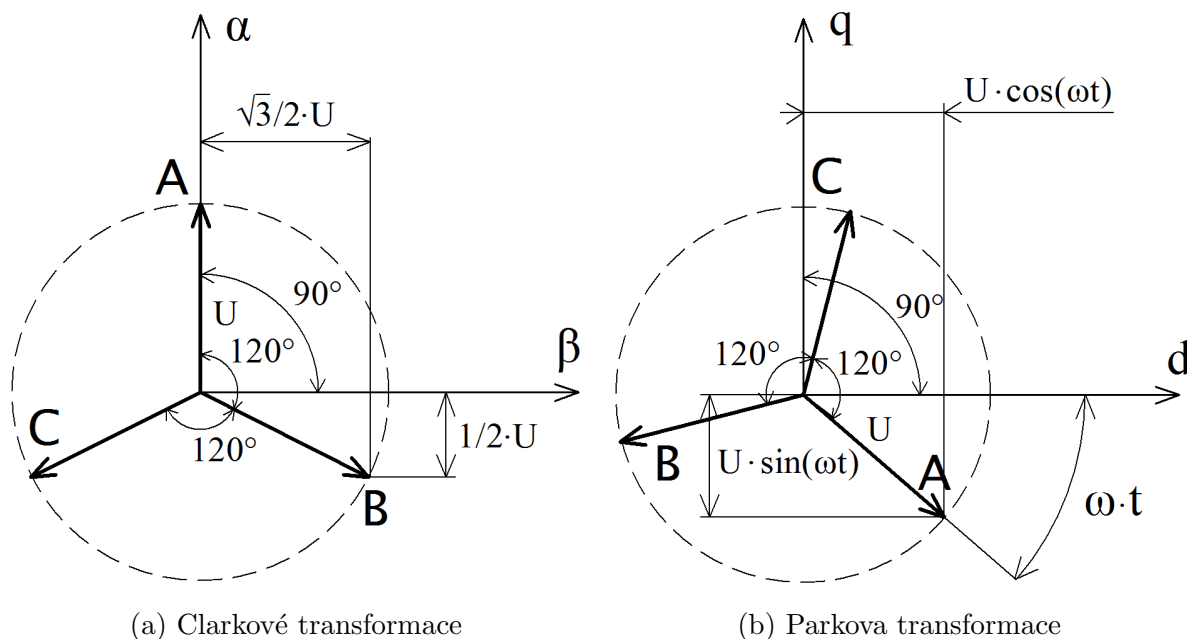
$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} \quad (23)$$

Násobná konstanta $\sqrt{2/3}$ je zde kvůli zachování rovnosti výkonů transformovaných a původních obvodových veličin. Nultá složka není přítomna u třívodičových sítí podobně jako tomu bylo u transformace do symetrických složek s netočivou složkou. Odtud plyne hlavní výhoda této soustavy, neboť v těchto případech třífázový systém transformujeme pouze do dvou složek. Zřejmě pokud jsou hodnoty napětí (signálů) u_A , u_B a u_C časově proměnné, pak budou časově proměnné i výstupy transformace u_α a u_β . V případě harmonických vstupů a symetrické sítě budou složky $\alpha\beta$ také harmonického průběhu se vzájemným fázovým posunem 90° . Důvodem je, že transformace vlastně v určitém smyslu zajišťuje promítnutí fázoru točivého magnetického pole do obou kolmých os.

1.4.3 Parkova transformace

Podobně jako transformace Clarkové zobrazuje Parkova transformace vstupní signály ve třech vzájemně kolmých osách $dq0$. Rozdíl je, že se osy dq otáčejí synchronně s točivým magnetickým polem. Pro symetrickou síť s harmonickým průběhem veličin tak dostaneme transformované veličiny konstantní v čase. Nevýhodou je, že prvky transformační matice jsou časově závislé:

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} \quad (24)$$



Obrázek 2: Fázorové diagramy pro odvození transformačních matic (osa 0 není zakreslena, ta vyžaduje prostorové zobrazení)

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} \quad (25)$$

V uvedených vztazích je ω úhlová frekvence točivého pole a t vyjadřuje čas. Stejně jako u Clarkové transformace zajišťuje konstanta $\sqrt{2/3}$ shodu hodnoty výkonů vypočtených z původních a transformovaných veličin. Tento typ transformace je používán například při popisu točivých strojů v teorii obecného stroje nebo při vektorovém řízení asynchronních motorů. V této práci ji lze najít v kapitole 5.3.2, kde je na jejích vlastnostech založeno ladění fázového závěsu.

V rovnicích (24) a (25) je v goniometrických funkcích vyjádřena časová závislost jako součin úhlové frekvence a času. To platí pouze v případě, že je úhlová frekvence konstantní. Správnější zápis by byl s dosazením aktuální fáze θ daného pole v daném čase t , která by byla určena integrálem:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (26)$$

KAPITOLA 2

ZPŮSOBY ZAJIŠTĚNÍ KVALITNÍ DODÁVKY ELEKTRICKÉ ENERGIE

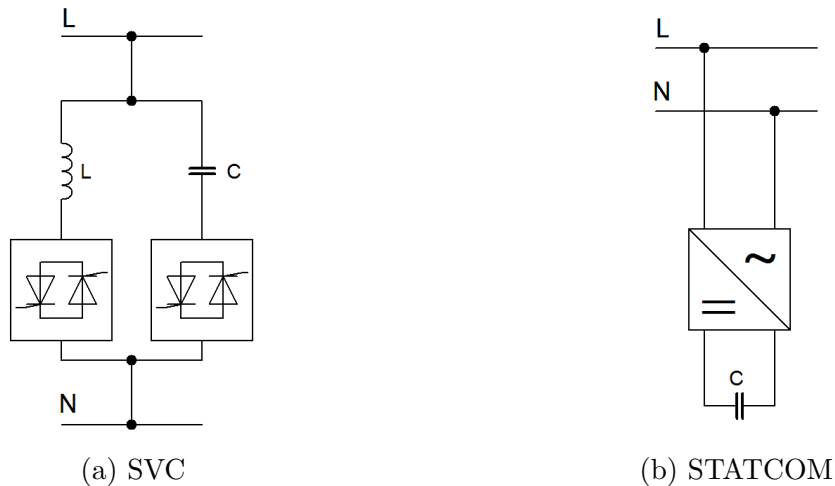
Použití speciálních zařízení pro řízení toku energie v moderních sítích má řadu důvodů. Předně jimi lze snížit ztráty na vedení, zvýšit dynamickou stabilitu sítě, rovnoměrně rozložit tok energie mezi paralelní vedení (snížit okruhový proud), snížit poklesy nebo eliminovat výpadky napětí atd. Systémy, které toto umožňují, pracují z hlediska řízení na podobných principech a používají podobné řídicí bloky. Jelikož tato práce vznikla z projektu zabývajícího se implementací aktivního harmonického kondicionéru (filtru) budeme se dále zabývat především zajištěním kvality elektrické energie v sítích nízkého napětí a to především tématy kompenzace jalového výkonu, poklesů napětí a harmonických složek napětí a proudu.

Kompenzační systémy lze rozdělit na pasivní a aktivní. Pasivní systémy zpravidla neobsahují polovodičové prvky a mají omezenou míru adaptace parametrů na aktuální poměry v síti. Příkladem mohou být pasivní filtry harmonických nebo stykači připojované kondenzátorové baterie. Aktivní systémy díky polovodičovým prvkům mají možnost plynulé regulace kompenzované energie. V některých případech se ještě dále dělí na statické a dynamické. V případě statických systémů jde jen o kompenzaci části neaktivní energie v rámci základní harmonické složky. V některých případech nemají ani tyto systémy sinusové výstupní veličiny a samy jsou tak zdrojem harmonických složek. Dynamické systémy mají prakticky vždy výstupní obvod uzpůsobený pro pulsně šířkovou modulaci (PWM). Jejich řídicí obvody jsou komplikovanější a uzpůsobeny pro zpracování obecných periodických průběhů síťových veličin, tj. i harmonických složek.

2.1 Kompenzace jalového výkonu

Nejjednodušším typem kompenzace jalového výkonu je pasivní kompenzace pomocí příslušné reaktance. V síti jsou nejčastějším případem zátěže induktivního charakteru (např. motory). Vzniklý induktivní proud je kompenzován proudem paralelně připojeného kondenzátoru. Návrh hodnoty kapacity je prováděn na základě velikosti jalového výkonu, který má být ze sítě odstraněn. V 3f síti lze kondenzátorovou baterii vytvořit v zapojení do hvězdy nebo do trojúhelníka. Častějším případem je zapojení do trojúhelníka. Na každém kondenzátoru je sdružené napětí a pro stejný jalový výkon je tak nutná třetinová kapacita v porovnání se zapojením do hvězdy.

Velikost kapacitního proudu lze řídit postupným připínáním jednotlivých baterií k síti. Jedná se tedy spíše o hrubou regulaci. Často bývá také problémem výskyt harmonických složek v průběhu síťového napětí nebo proudu. Pro vyšší frekvence harmonických klesá kapacitní reaktance, tudíž hrozí proudové přetížení kondenzátoru. Z toho důvodu se často



Obrázek 3: Aktivní kompenzace jalového výkonu

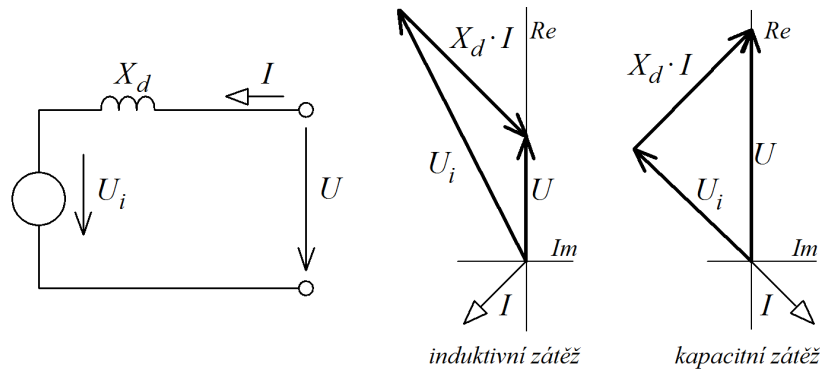
používá hrazená kompenzace, která spočívá v zařazení tlumivek před kondenzátorovou baterií. Na druhou stranu je daný kompenzační systém téměř bezúdržbový, relativně levný a nezanáší do sítě další harmonické složky proudu.

Sofistikovanějším způsobem kompenzace jsou statický kompenzátor jalového výkonu (Static Var Compensator - SVC) nebo statický synchronní kompenzátor (Static Synchronous Compensator - STATCOM)[5]. SVC jsou vlastně tyristorově spínané reaktance. Existuje řada topologií. Jedna z možných je na obrázku 3a. Řízení tyristory umožňuje relativně plynulou regulaci jalového výkonu jak v oblasti induktivních tak v oblasti kapacitních proudů. Na druhou stranu v průběhu regulace vznikají harmonické složky proudu vlivem jeho skokových změn nebo přerušování. V tomto ohledu je výhodnější STATCOM. Jeho výstupem je sinusový proud generovaný pomocí PWM, který předbíhá nebo se zpožďuje za napětím o 90° podle charakteru kompenzovaného proudu. Jelikož je zpracovávána jen jalová energie, není třeba zvláštního napájecího zdroje ve stejnosměrném obvodu. Ten je zde nahrazen pouze kondenzátorem. V rámci jedné periody je vždy odebrána energie rovna té dodané a proto nedochází k jeho vybíjení. Kondenzátor je dobíjen jen při dynamických změnách odběru jalové energie v síti a při hrazení ztrát vlivem svodů.

Oba aktivní systémy vyžadují spolehlivou synchronizaci spínání s průběhy síťových veličin. K tomuto účelu se využívají nejčastěji fázové závěsy (Phase Locked Loop - PLL) ať už ve své hardwarové nebo softwarové podobě. Fázovými závěsy se zabývá kapitola 5.3. Případně lze pro získání referenčního průběhu proudu a napětí v systému STATCOM použít i algoritmus popsany v kapitole 5.4.3.

2.2 Systémy zamezující poklesům napětí a výpadkům napájení

Nejnámější systémem chránícím proti poklesům a výpadkům napájecího napětí jsou jednotky UPS (Uninterruptible Power Supply). Zpravidla (nejčastěji) se jedná o AC/DC měniče vybavené baterií a připojené mezi síť a zátěž. Existuje řada topologií. Některé jednotky provádějí dvojnásobnou konverzi energie, tj. nejdříve je napětí usměrněno a je jím trvale nabíjena baterie a následně je střídačem vytvořeno napájecí napětí pro zátěž. Jiné jednotky využívají jen jeden polovodičový měnič pro dobíjení baterie i zálohování zátěže. Obecně jsou jednotky UPS určeny pouze k ochraně zátěže před úplným výpadkem napájení, nejsou určeny k ochraně zátěží, které jsou velmi citlivé na poklesy napětí.



Obrázek 4: Velikost napětí na výstupu vedení v závislosti na reaktanci zátěže

Určité poklesy síťového napětí lze eliminovat pomocí dodávky kapacitního jalového výkonu a tudíž je možné k tomu využít dříve uvedené systémy pro kompenzaci jalového výkonu. Na základní frekvenci sítě lze vedení a impedanci generátoru nahradit sériovou indukční reaktancí X_d . Odtud plynoucí zjednodušené schéma generátoru a vedení včetně příslušných fázorových diagramů je na obrázku 4. Při indukivní zátěži je výstupní napětí vždy nižší než indukované napětí generátoru. Naopak při kapacitním zatížení musí dle fázorového diagramu být napětí na výstupu vyšší. Zvýšení výstupního napětí lze dosáhnout také snižováním podélné impedance vedení pomocí sériově spínaných kondenzátorů (TCSC - Thyristor Controlled Series Capacitor). Tohoto systému je využíváno v chytrých sítích (FACTS - Flexible AC Transmission Systems)[6].

Pro zátěže, které jsou velmi citlivé na poklesy napětí, je určen dynamický obnovovač napětí DVR (Dynamic Voltage Restorer). Jeho připojení do sítě i způsob kompenzace poklesů se velmi podobá sériovému aktivnímu harmonickému filtru. DVR však kompenzuje výhradně pokles efektivní hodnoty napětí základní harmonické složky a není určen pro kompenzaci dalších harmonických složek. Princip je jednoduchý. Přes sériový transformátor zavádí DVR do sítě další napěťový zdroj. Součet napětí sítě a tohoto zdroje pak vytváří výstupní napětí na zátěži. Existuje několik strategií řízení DVR, které vyžadují znalost vzájemných fázových posunů napětí v daném obvodu, jejich frekvenci. Pro úplnost je zde uvedeme. Řídící strategie nemají české ekvivalenty, proto jsou dále ponechány jejich původní anglické názvy:

- „Presag“ - výstupní obnovené napětí na zátěži je ve fázi s původním napětím před jeho poklesem. V tomto případě je zachován i zatěžovací úhel β mezi napětím sítě a napětím na zátěži.
- „Inphase“ - obnovené napětí je ve fázi s napětím sítě. To v důsledku vede k nejmenšímu potřebnému napětí generovaného pomocí DVR.
- „Minimal energy“ - fázový posun obnoveného napětí je takový, aby DVR dodávalo co nejnižší možný činný výkon. V ideálním případě je výstupní napětí DVR o 90° pootočeno vůči proudu tekoucího do zátěže.

Systémy DVR mohou být využity také pro kompenzaci amplitudové i fázové nesympetrie. K tomu je však třeba řídicí obvod doplnit o algoritmus, který umožní sledovat hodnotu sousledné symetrické složky sítě. Velice jednoduché a účinné řešení tohoto úkolu je uvedeno v kapitole 5.4.5.

2.3 Kompenzace harmonických složek proudu a napětí

V elektrické síti je požadována především kompenzace harmonických složek proudu. Ty jednak zvyšují efektivní hodnotu proudu a přitom se jen minimálně podílí na tvorbě činného výkonu na zátěži. Díky sériové impedanci sítě navíc jejich působením vznikají v blízkosti zátěže také harmonické složky napětí. Nejjednodušším způsobem kompenzace jsou pasivní filtry. Jedná se zpravidla o rezonanční sériový LC článek, který je zapojený paralelně vůči síti a je naladěný na určitou frekvenci harmonické. Výhodou je jednoduché a bezúdržbové řešení. Nevýhodou je, že je tímto způsobem vytvořen v síti pro určitou harmonickou uzlu s nízkou impedancí a proto nelze filtrovat harmonické jen ze zvolené zátěže, ale „stahují“ se proudy o dané frekvenci z celé sítě. Snadno tak může dojít k výkonovému přetížení součástí daného filtru.

Sofistikovanějším řešením je použití aktivního harmonického filtru (AHF). Podle způsobu připojení se AHF dělí na paralelní a sériové. Ty sériové jsou určeny pro kompenzaci harmonických složek, případně nesymetrií a poklesů napájecího napětí. Paralelní AHF se využívají pro eliminaci harmonických složek proudu od specifické zátěže. Tato práce vznikla právě na základě implementace řídicího programu paralelního AHF. Aktivním filtrem rozumíme polovodičový měnič se stejnosměrným meziobvodem. Ten do sítě injektuje harmonické složky (proudu nebo napětí), které jsou přesně v protifázi s harmonickými složkami sledovaného zařízení. V možnostech těchto systémů je i kompenzace jalové energie, zvýšení stability napájení, zlepšení účinnosti pasivních filtrů a řízení toku energie do cílové zátěže. Vše záleží na konkrétním zapojení a způsobu řízení. Jedná se ve své podstatě o nejuniverzálnější kompenzační jednotku. Často se však zapojuje do sítě s některým z dříve uvedených jednodušších systémů. Je to hlavně z důvodů výkonového dimenzování měniče. Například při kompenzaci neaktivní energie je vhodné pro kompenzaci jalového výkonu využít hrazené kondenzátory a výkon AHF využít jen pro kompenzaci harmonických složek proudu.

Řídicích algoritmů AHF existuje velké množství. Nelze s jistotou říci, který je nejlepší. Některými z nich se zabývá kapitola 4.1. Nelze s jistotou říci, který je nejlepší. V rámci projektu, na který tato práce navazuje byl řešen algoritmus založený na PQ teorii, neboli teorii okamžitého výkonu, která je stručně popsána v kapitole 4.2. Jedním z největších problémů při realizaci byla samotná implementace programu do cílové platformy. Algoritmus prováděl výpočty v tzv. pevné řádové čárce, což sebou nese řadu komplikací s jejich přesností. Tyto nepřesnosti se neprojevovaly v simulacích, jelikož zde byla použita plovoucí řádová čárka, která navíc měla i větší přesnost mantisy. Specifikací problémů s přesností výpočtů v pevné řádové čárce a jejich řešení lze najít v kapitole 5.1. Dále byly řešeny některé specifické problémy a vylepšení algoritmu AHF, které jsou popsány v částech 5.2 až 5.5.

KAPITOLA 3

FUNKČNÍ VZOREK AKTIVNÍHO HARMONICKÉHO FILTRU

Práce se zabývá výsledky projektu implementace řídicího programu pro aktivní harmonický kondicionér. Dále popisované algoritmy jsou z důvodů názornosti probírány teoreticky a jejich chování je znázorňováno jen pomocí simulací. Nicméně většina z nich pracuje nebo byla testována v reálných podmínkách na funkčním vzorku aktivního harmonického filtru. Z toho důvodu zde bude dále uveden stručný popis daného zařízení. Funkce každého algoritmu v reálných podmínkách je totiž vždy ovlivněna cílovou platformou.

Dále uvedený popis je upravenou verzí nepublikovaného popisu funkčního vzorku v projektové dokumentaci, která byla vypracovávána nejen autorem této práce v rámci interního grantu „SGS2012: Síťové kondicionéry - funkční vzorek“. Pokud je autorovi známo, jiná práce tento popis neobsahuje a je to patrně jediná specifikace daného zařízení.

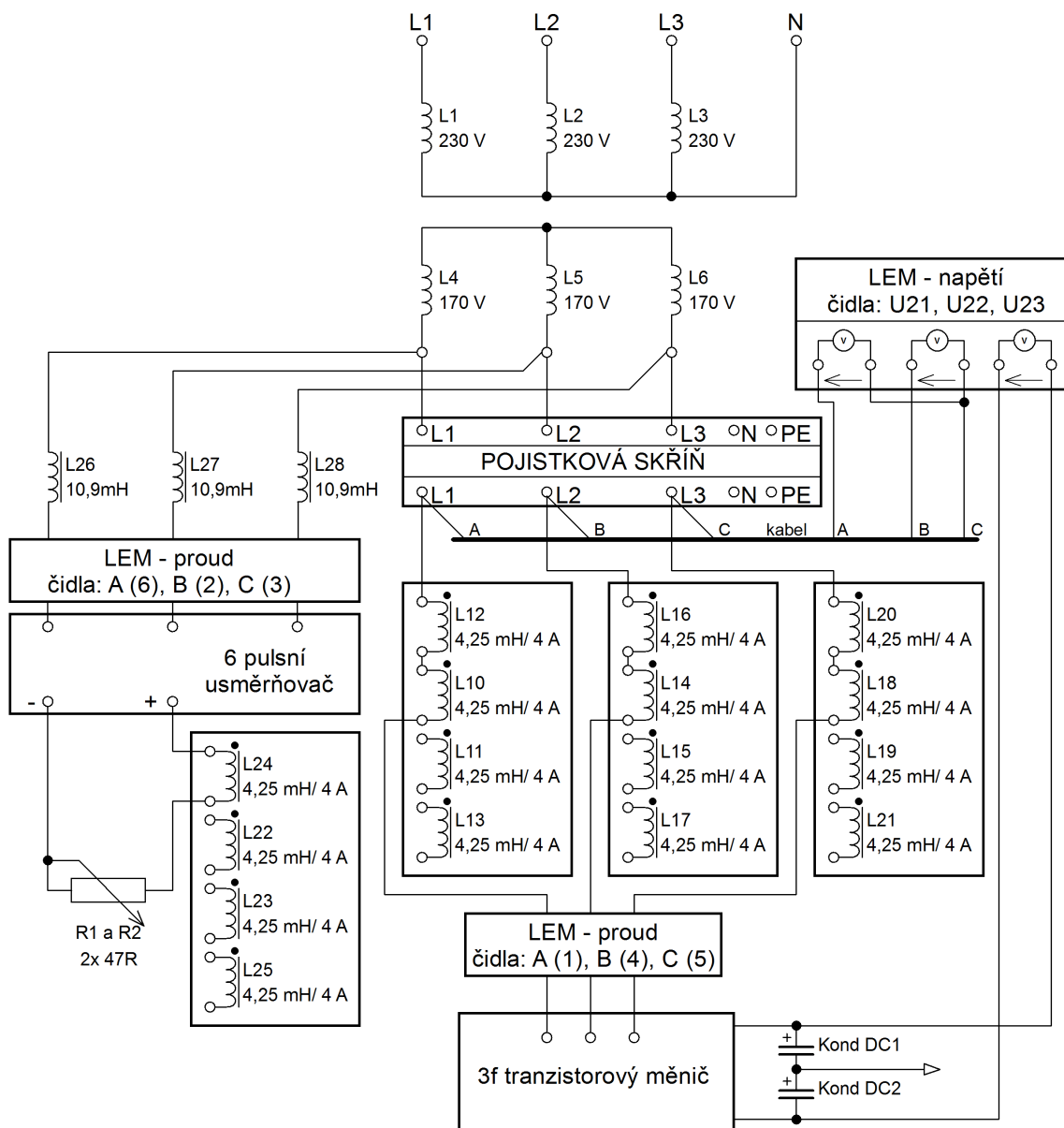
3.1 Zapojení pracoviště

Zapojení pracoviště bylo provedeno dle obrázku 5. Silový obvod byl napájen z 3f transformátoru $3 \times 230 \text{ V} / 3 \times 170 \text{ V}$ v zapojení Y_n/Y . Transformátor byl napájen z laboratorního stolu a galvanicky odděloval a snižoval napětí v měřicím obvodu. Měřicí obvod tak tvořila izolovaná IT síť, v jejímž případě se používá typ 3f měniče bez vyvedeného napěťového středu kondenzátorů ve stejnosměrném obvodu. Tomuto režimu odpovídalo i navržené řízení aktivního harmonického filtru.

Na sekundární straně transformátoru se obvod dělil na dvě paralelní větve:

1. Obvod zátěže

- Každá fáze obsahovala tlumivku o indukčnosti 10,9 mH na jádře z transformátorových plechů se vzduchovou mezerou. Jmenovitý jalový výkon tlumivek byl 400 VA.
- Za tlumivkami byl umístěn přípravek s čidly LEM pro měření proudu v každé fázi.
- Samotnou zátěž tvořil šesti-pulsní diodový usměrňovač, který byl zatížen sériovým spojením dvou potenciometrů a přípravku tlumivky. Maximální hodnota odporu potenciometrů byla 47Ω a tlumivku bylo možné přepínat ve 4 sekcích s hodnotou indukčnosti 4,25 mH. Jmenovitý proud tlumivky byl 4 A, čímž byl omezen maximální proud na stejnosměrné straně.



Obrázek 5: Zapojení výkonové části pracoviště vývoje aktivního harmonického filtru

2. Obvod měniče

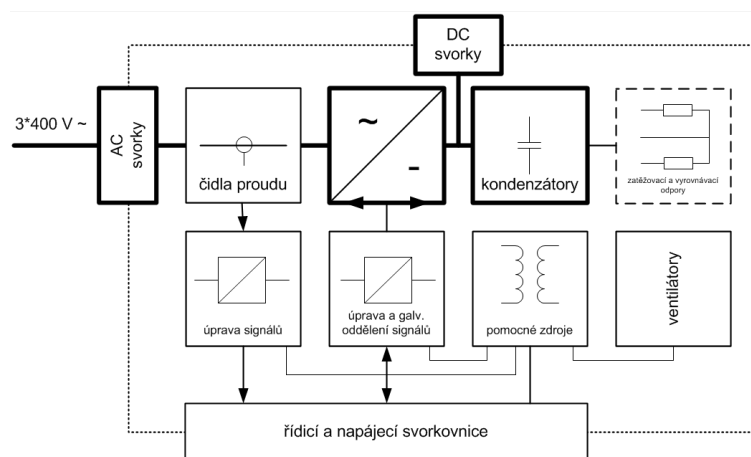
- Obvod měniče začínal pojistkovou skříní s hlavním vypínačem. Ta zde byla z bezpečnostních důvodů pro případ chybné činnosti řídicího programu a nechtěného propojení fází do zkratu. Po zapnutí vypínače pojistkové skříně docházelo nejdříve k propojení napájení a obvodu měniče přes sériový rezistor. Ten se po definovaném čase překlenul kontakty časového relé. Uvedené opatření zde bylo pro omezení nárazového proudu, který vzniká při nabíjení kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu měniče při jeho připojení na síť.
- Ze svorek pojistkové skříně byly čidly LEM snímány sdružené hodnoty napětí mezi fázemi L3-L1 a L3-L2. Poslední vstup přípravku napěťových LEM čidel se používal pro sledování napětí ve stejnosměrném obvodu měniče. Maximální vstupní napětí přípravku bylo 1 kV.
- Mezi pojistkovou skříní a vstupem do měniče byly umístěny filtrační tlumivky.

Tlumivky měly vyvedeny 4 odbočky s maximální dosažitelnou indukčností 16 mH.

- Proud na vstupu do měniče byl opět sledován přes proudová LEM. Číselné označení čidel v pořadí fází bylo 1, 4, 5.

Výstupy všech čidel LEM byly sledovány pomocí AD převodníků platformy CompactRIO, které jsou, stejně jako výkonová část měniče, popsány níže. Všechny testované algoritmy pracovaly na dané konfiguraci sítě, kromě algoritmu pro detekci sousledné symetrické složky v kapitole 5.4.5. Ten byl navíc testován odděleně, kdy byla síť nahrazena 3f laboratorním elektronickým zdrojem „California Instruments Model 3001ix“. To umožnilo zjištění vlivu různých druhů nesymetrie a harmonických na navržený algoritmus. Výsledky algoritmu byly porovnávány s měřením přístrojem „Zimmer LMG310“. S podrobnostmi o tomto měření se lze seznámit v bakalářské práci [7].

3.2 Blokové schéma měniče

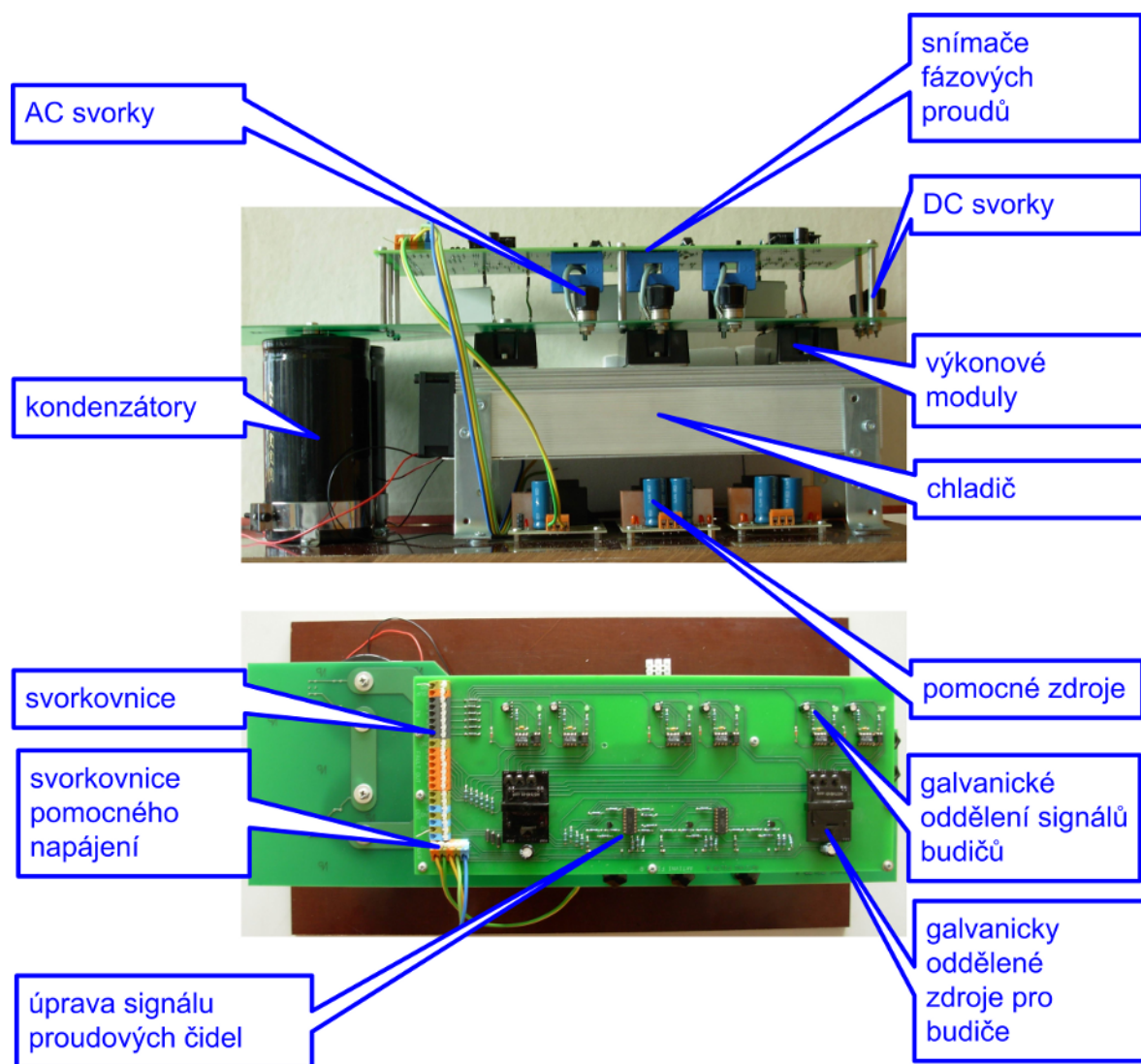


Obrázek 6: Blokové schéma měniče (převzato z původní dokumentace)

Silový obvod funkčního vzorku se skládá ze svorek, modulů LEM pro měření proudu, AC/DC měniče tvořeného trojicí výkonových tranzistorových modulů umístěných na společném chladiči a stejnosměrného obvodu tvořeného dvěma elektrolytickými kondenzátory o kapacitě 4, 7 mF v sérii. Pro zlepšení vyrovnání potenciálu na obou kondenzátorech jsou paralelně připojeny dva rezistory. Vzhledem k vysokému zarušení signálů proudových čidel LEM na funkčním vzorku, byly pro měření využívány přípravky s čidly LEM vně měniče.

Měnič je řízen signály z „řídící a napájecí svorkovnice“. Veškeré řídicí obvody jsou tudíž vně měniče a jsou zajišťovány pomocí platformy CompactRIO, což je rekonfigurovatelný systém pro řízení a sběr dat firmy National Instruments. Tento systém zároveň načítá data ze všech modulů LEM v celém obvodu. Propojení svorkovnice, výstupů z LEM a jednotlivých modulů CompactRIO, společně s významy jednotlivých signálů, je schématicky zobrazeno na obrázku 8.

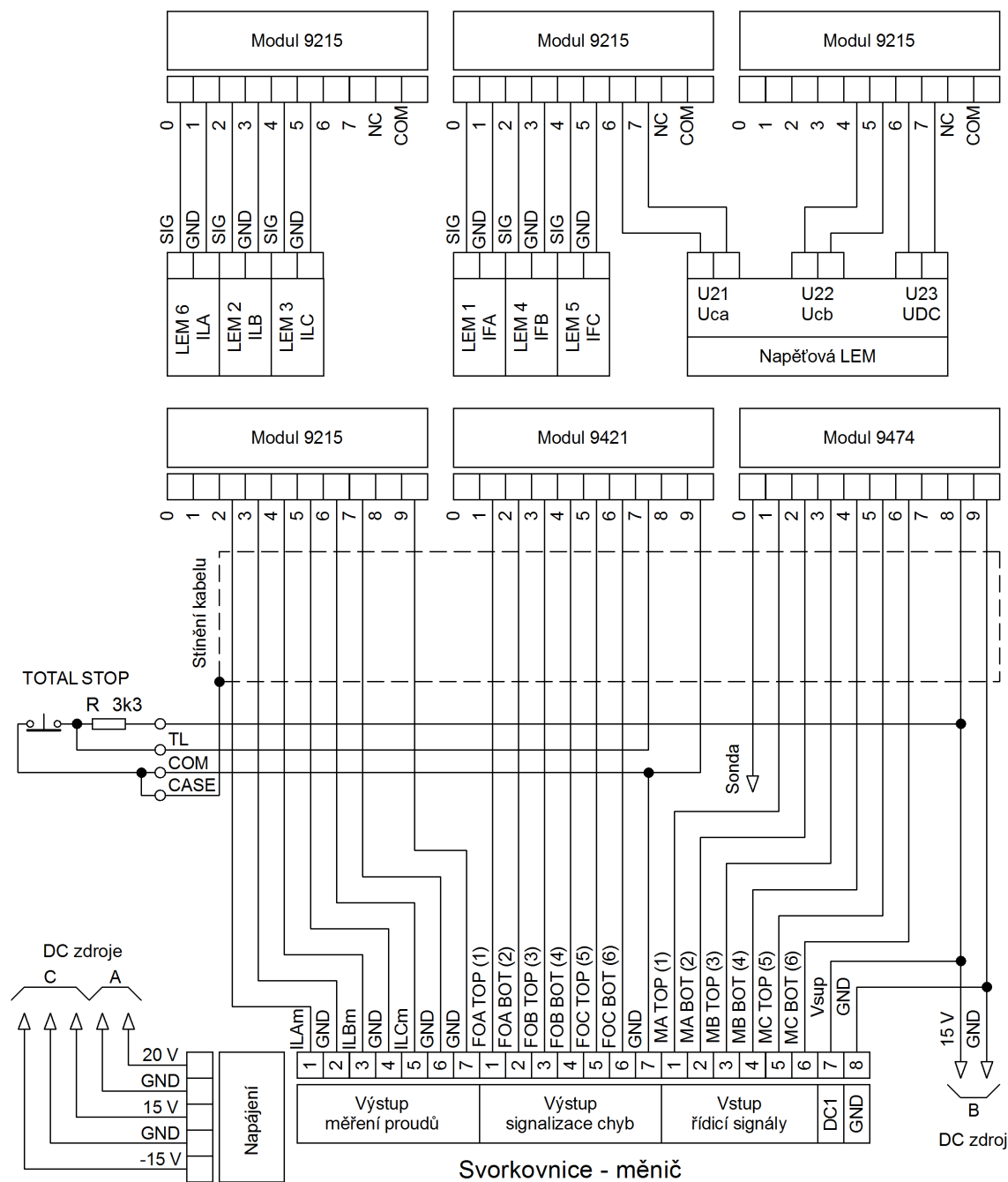
Ve spodní části měniče pod chladičem (viz obrázek 7) jsou upevněny pomocné zdroje stejnosměrného napětí. Postupně jsou označeny písmeny A, B a C. Zdroj A má výstupní napětí 20 V a napájí tranzistorové moduly. Zdroj C je symetrický ± 15 V a je určen pro čidla LEM na desce plošného spoje měniče. Zdroj B je 15 V a jeho výstup je připojen



Obrázek 7: Uspořádání měniče (převzato z původní dokumentace)

na svorkovnici měniče v místě označeném jako „Vsup“. Tento zdroj je paralelně spojený se zdrojem na DPS měniče, který je určen pro napájení modulu NI9474 v CompactRIO. Důvodem je, že výstupní proud původního zdroje na DPS měniče je pouze 100 mA a nedostačuje pro napájení daného modulu.

3.3 Propojení svorkovnice funkčního vzorku a modulů CompactRIO



Obrázek 8: Propojení svorkovnice, modulů LEM a modulů CompactRIO

Pro řízení měniče byla použita platforma CompactRIO cRIO-9014 vybavena následujícími 6 zásuvnými moduly:

- 4x modul NI9215: A/D převodník, 4 kanály, 100 kS/s, 16 bitů, ± 10 V
- 1x modul NI9421: logické vstupy, 8 kanálů, 100 μ s, maximální frekvence 10 kHz, logické signály (12 až 24) V

- 1x modul NI9474: logické výstupy, 8 kanálů, 1 μ s, maximální frekvence 1 MHz, logické signály (5 až 30) V, maximální proud výstupu 1 A

Moduly NI9215 sloužily k převodu analogových signálů z výstupů LEM čidel. Jelikož LEM čidla na DPS měniče nebylo možné pro měření proudu použít (rušení), byl jeden modul nadbytečný, ačkoliv po celou dobu vývoje byl stále připojen dle obrázku 8. Logické vstupy NI9421 sloužily pro sledování signalizace chyb tranzistorových modulů a logické výstupy NI9474 sloužily pro řízení spínání tranzistorů. Na obrázku 8 jsou moduly dle pořadí fází označeny MA, MB a MC a jednotlivé tranzistory podle polohy v můstku na TOP (horní) a BOT (spodní). Podobné označení nesou také příslušné chybové signály, které začínají písmenem F.

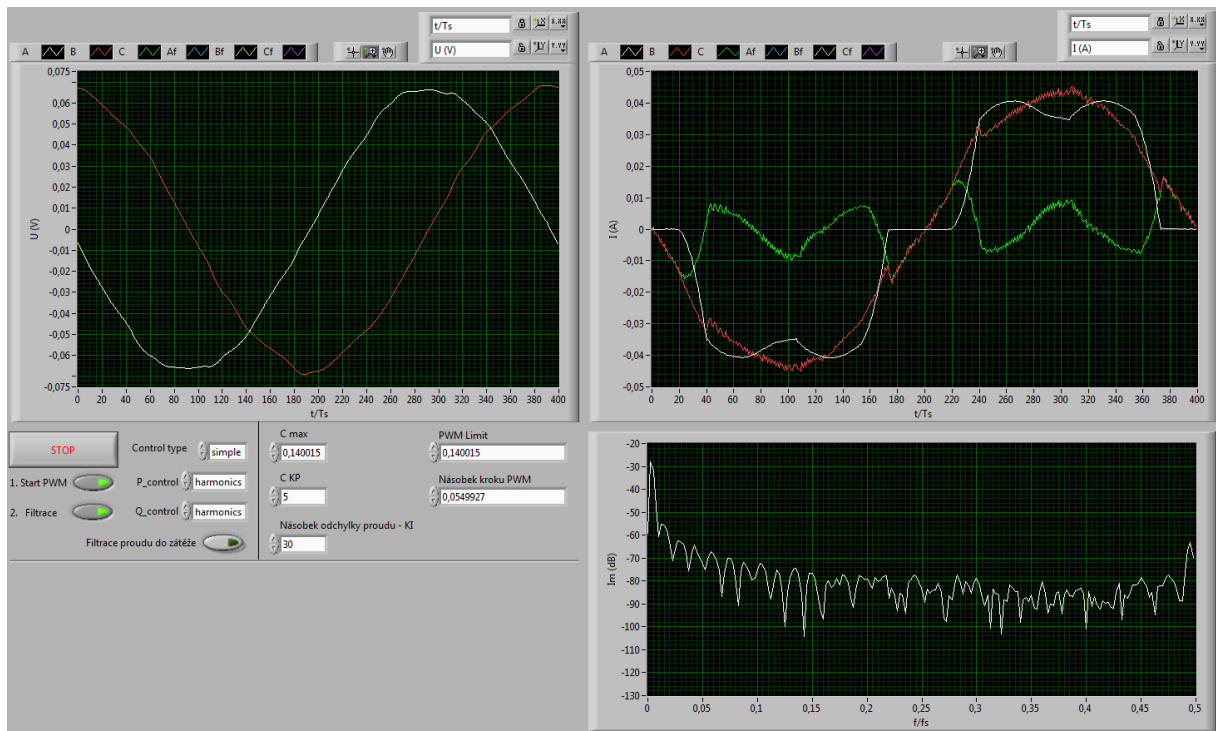
Ze svorkovnice měniče bylo také vyvedeno tlačítko „TOTAL STOP“. To bylo napájeno z části svorkovnice, kam byl připojen pomocný zdroj B a jeho výstupní signál byl přiveden na vstup 7 modulu NI9421. Jednalo se pouze o logický signál, který byl určen pro reakci řídicího programu měniče a nejednalo se proto o skutečné odpojení měniče v případě nebezpečí.

3.4 Vývojové prostředí

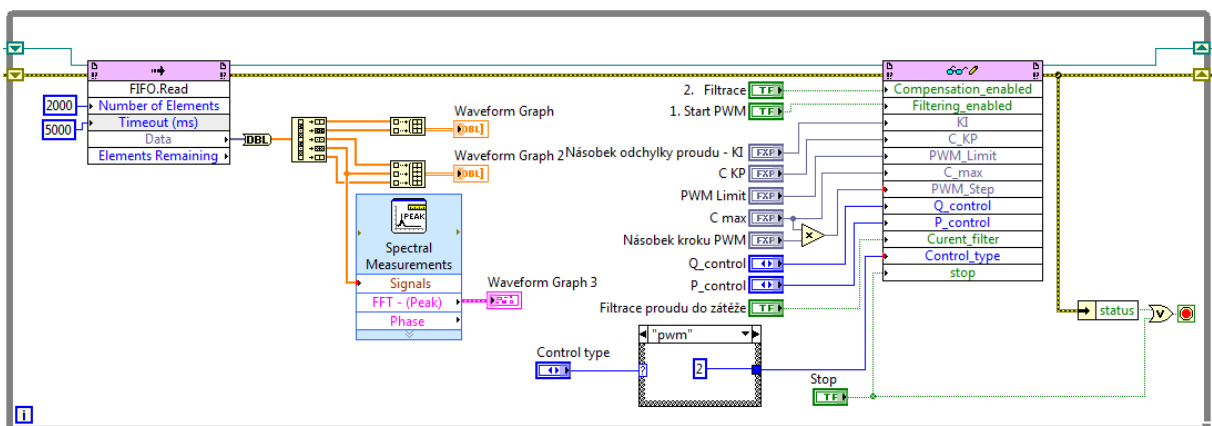
Program pro platformu CompactRIO byl vytvářen v prostředí Labview 2009. Ukázka vytvořené uživatelské aplikace řídicího programu je uvedena na obrázcích 9 a 11. Uvedené ukázky jsou vyňaty z programů, které byly výsledkem prací na aktivním harmonickém kondicionéru. Opět je nutné připomenout, že tyto programy nejsou jen autorovu prací, ale jedná se o výsledek společného úsilí s Ing. Janem Hájkem. Starší verzi řídicí smyčky (tj. její ukázku) a vzhled aplikace lze proto najít i v diplomové práci [8].

Programování v prostředí Labview je svým způsobem podobné vytváření modelů v prostředí SIMULINK. K dispozici je seznam předvolených bloků, jako například sčítání, násobení, Fourierova transformace, paměť typu FIFO apod. Ty pak uživatel přesouvá (vybírá) do pracovní plochy a propojuje signály tak, aby vznikl požadovaný program. Jedná se tedy o techniku programování „drag and drop“. U všech bloků lze nastavit určité parametry určující jejich chování. U aritmetických bloků lze například určit přesnost s jakou mají být dané početní operace prováděny a jakým způsobem má být ošetřeno případné přetečení. Kvůli tomu i v tomto prostředí musí mít vývojář povědomost o chování daných operací (výpočty v binárních číslech apod.), resp. o jejich implementaci na nízké úrovni (úroveň assembleru nebo kódu ve VHDL). Problém je tím významnější, pokud je cílem jeho programu platforma s jasně omezenými prostředky, jakou je například hradlové pole.

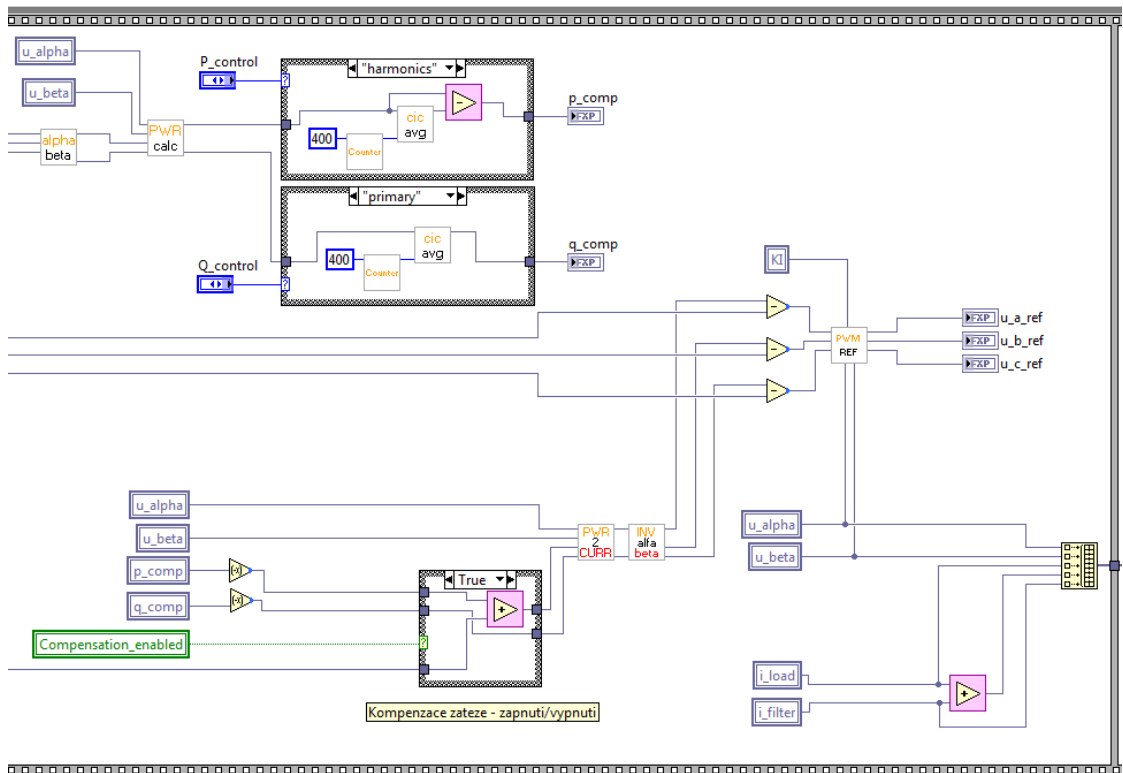
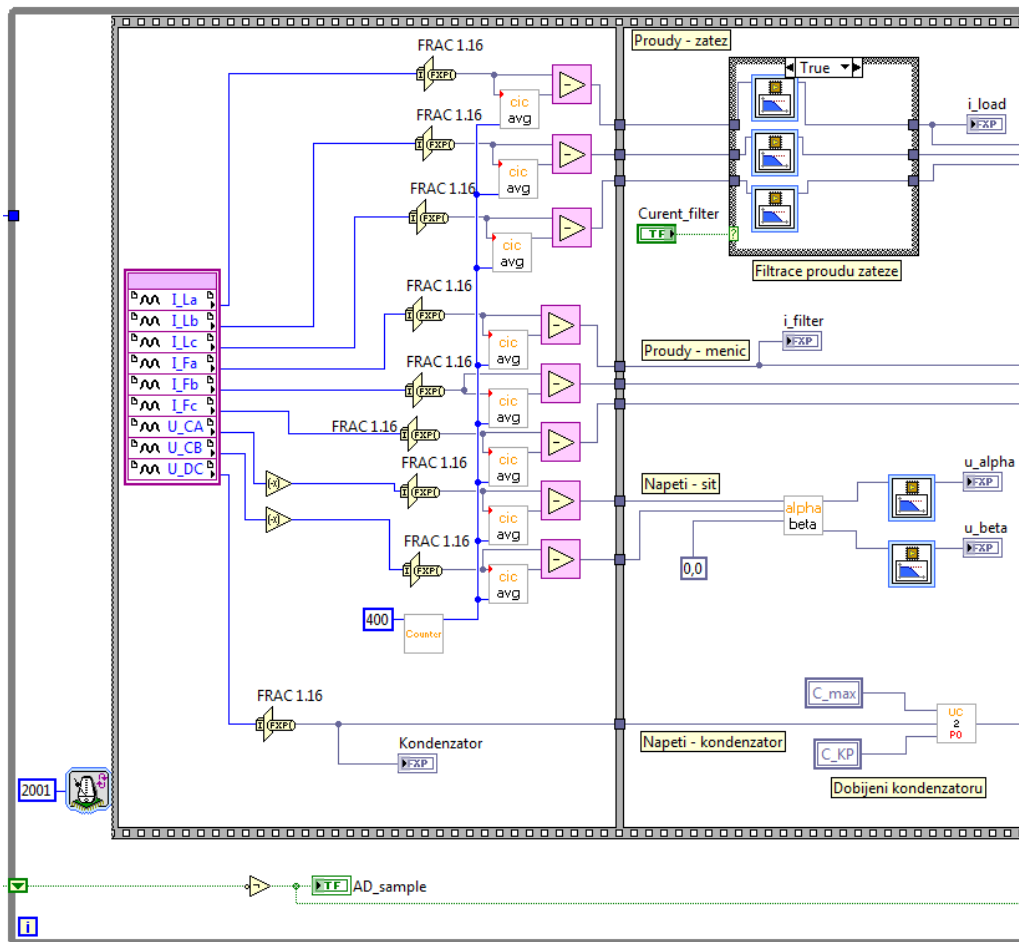
V případě platformy CompactRIO může být program aplikován buď do hradlového pole nebo signálového procesoru. Vzhledem k tomu, že program aktivního harmonického filtru musí pracovat v reálném čase s krátkou reakční dobou, byly všechny algoritmy vždy cíleny do hradlového pole. Ve všech případech byla měření prováděna pro vzorkovací frekvenci 10 kHz.



Obrázek 9: Ukázka řídicí aplikace harmonického filtru v Labview



Obrázek 10: Ukázka implementace PC uživatelské aplikace vytvořené v Labview



Obrázek 11: Ukázka implementace řídicí smyčky PQ teorie v Labview

KAPITOLA 4

ŘÍDÍCÍ ALGORITMY AKTIVNÍCH HARMONICKÝCH FILTRŮ

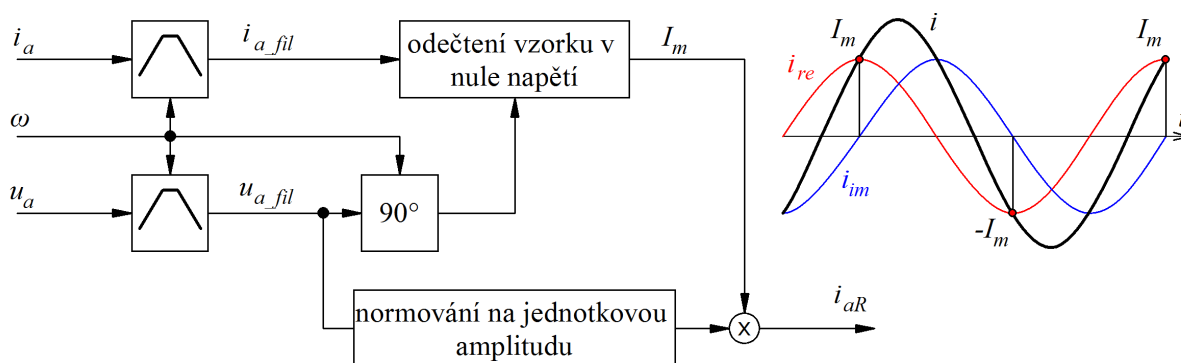
Ke správnému řízení AHF je nutné získání referenčního průběhu jeho výstupního proudu nebo napětí na základě aktuálních hodnot síťových veličin. Dále v textu budeme předpokládat především použití paralelního AHF a tím pádem nás bude zajímat referenční průběh výstupního proudu. K tomu účelu byla publikována řada metod, které zde budou přiblíženy. V řadě těchto systémů se využívají, nebo lze využít algoritmy, které jsou popsány v kapitole 5. Zmíněná kapitola prezentuje řešení určitých částí řídicích programů, která byla získána při implementaci algoritmu paralelního AHF pomocí PQ teorie. Tato řešení jsou v jistém smyslu univerzálními stavebními bloky programu a díky tomu může tato práce sloužit i jako referenční dokument při implementaci jiných metod řízení. Vysvětlením základů PQ teorie a problémům při implementaci tohoto způsobu řízení se věnuje kapitola 4.2.

4.1 Metody řízení aktivních harmonických filtrů

Metod pro řízení aktivních harmonických filtrů je celá řada. S některými se lze seznámit v diplomové práci [9]. Obecně lze metody rozdělit do dvou skupin, na ty které pracují ve frekvenční oblasti a na ty které pracují v časové oblasti. Frekvenčně zaměřené metody využívají Fourierovy transformace. Jejich výhodou je že v případě, kdy je AHF určen jen pro filtraci harmonických složek, není nutná znalost průběhů fázových napětí. Ke správné analýze a výpočtu referenčního proudu stačí měřit jen průběhy fázových proudů. Také je v tomto případě velmi snadná selektivní filtrace harmonických, jelikož díky Fourierově transformaci jsou známy amplitudy i fáze všech harmonických složek. Problémem může být relativní složitost výpočtu transformace a nutnost synchronizace algoritmu na frekvenci sítě. Základní frekvence sítě se obvykle získává pomocí fázových závěsů (PLL). Ze zkušenosti autora však právě tyto prvky řídicího programu značně ovlivňují chod celého měniče. Především v případě chodu měničů na ostrovní síti, kde se základní frekvence může se rychle měnit s odchylkou několika Hz , dochází ke zpoždění detekované frekvence za skutečnou frekvencí. Z toho důvodu se využívají i jiné algoritmy synchronizace. V této práci je v kapitole 5.4.3 popsán adaptivní způsob detekce základní harmonické složky. Pokud není na závadu použití cyklometrické funkce, pak po úpravě může být výstupem daného algoritmu také základní frekvence sítě. Další možnost synchronizace je popsána v kapitole 5.4.5. Zde je výstupem algoritmu ladění přímo základní úhlová frekvence.

Metody pracující v časové oblasti jsou obvykle jednodušší na výpočet, nicméně zde může být problematická (složitá) například selektivní filtrace harmonických. Často je také nutná znalost všech síťových veličin. Nejjednodušší metody jsou založeny na zpra-

cování průběhu proudu zátěže digitálními filtry. Komparační řízení získává proudovou referenci pomocí adaptivní pásmové propusti. U této metody je použití adaptivního filtru klíčové, neboť algoritmus předpokládá, že výstupní signál filtru je ve shodě s fází a amplitudou základní harmonické složky vstupního signálu. To lze předpokládat jen v případě, kdy je centrální frekvence pásmové propusti rovna základní frekvenci vstupního signálu. Takto jednoduše lze pochopitelně filtrovat pouze harmonické složky a nikoliv jalový výkon. Hodnotu reference činné složky základní harmonické proudu lze získat s použitím fázovacího bloku s posunem 90° . Vzhled řídicího algoritmu pro jednu fázi je na obrázku 12. Fázovací blok slouží k posunu základní harmonické složky napětí. Tím je zajištěno, že napěťové průchody nulou leží přesně pod amplitudou reálné (činné) základní harmonické složky proudu. V těchto bodech lze tedy z původního průběhu proudu získat měřením přímo požadovanou amplitudu referenčního signálu proudu. Požadovaný průběh proudu je následně odvozen z normovaného průběhu napětí. K posunu signálu o 90° lze využít jednak fázovacího článku nebo fázového závěsu, proto je jedním ze vstupů blokového schéma na obrázku 12 také úhlová frekvence sítě.

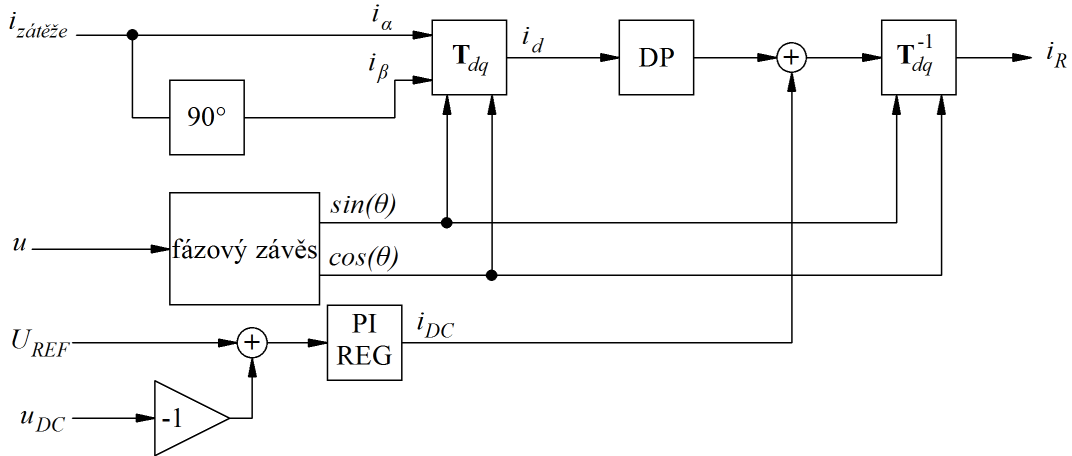


Obrázek 12: Jednofázové blokové schéma filtračního algoritmu pro získání činné složky základní harmonické proudu

Velice jednoduchá je také metoda synchronně rotujícího souřadného systému, která je v určitém smyslu podobná PQ teorii. Využívá se Parkovy transformace, tudíž je opět nutná znalost okamžité hodnoty základní frekvence sítě. S principem této metody se lze seznámit například v článku [10]. Využívá se zde faktu, že po provedené transformaci vystupuje základní harmonická složka signálu ve formě stejnosměrné hodnoty. Tudíž ji lze dále snadno filtrací oddělit a po provedení zpětné Parkovy transformace získat signály odpovídající základní harmonické složce. U filtrace jalové složky proudu se fázový posun proudové transformace (viz vztahy (25) a (26)) nastavuje ve shodě s fázovým posunem napěťové transformace. K tomu účelu lze výhodně využít fázový závěs v kapitole 5.3.2. Je-li uvedené splněno, pak podélná složka transformovaného proudu odpovídá činné složce proudů a příčná složka reprezentuje jalový proud. Tuto metodu lze také modifikovat pro řízení jednofázového aktivního filtru¹ s čímž se lze setkat například v článcích [11] a [12]. Schéma úpravy je na obrázku 13. Točivé magnetické pole je zde z jednofázového napájení vytvořeno pomocí fázového posuvu průběhu proudu o 90° . Vlastně se jedná o určitý typ analýzy komplexního signálu, kde složka α tvoří reálnou část a složka β imaginární. Fázového posuvu se při komplexní analýze obvykle dosahuje Hilbertovou transformací. Nicméně protože jsou všechny harmonické složky v obrázku 13 dále filtrovány dolní propustí, je pro správný chod algoritmu nutný pouze správný fázový posun základní harmo-

¹uvedenou modifikaci lze použít i v případě PQ teorie

nické složky. To značně zjednodušuje situaci a na místě bloku fázového posunu lze použít vhodný laditelný digitální filtr.



Obrázek 13: Jednofázová modifikace metody synchronně rotujícího rámce

Pro řízení aktivních harmonických filtrů lze využít i některou metodu řízení určenou pro aktivní PFC (Power Factor Correction - korektor účinníku). PFC jsou způsoby korekce účinníku spojené především s usměrňovači, tj. s konverzí střídavého napětí na stejnosměrné. Vstupní proud diodového usměrňovače obsahuje velké množství harmonických složek a úkolem PFC je upravit tento vstupní proud tak, aby odběr usměrňovače byl co možná nejvíce podobný sinusovce. Toho lze dosáhnout různými způsoby.

Pasivní PFC využívá ke zlepšení průběhu proudu pouze filtr, tlumivku ve stejnosměrném obvodu, nebo kondenzátorový můstek (valley-fill PFC [13]). V případě, že je odběr určitým způsobem řízen aktivními prvky (tranzistory), mluvíme o aktivním PFC. Jednou z metod aktivního řízení můstkového usměrňovače je UCFIC (Unified Constant-Frequency Integration Control viz např. [14]). Funkční schéma zapojení aktivního filtru je na obrázku 14. Za předpokladu, že ze sítě bude odebírán proud průběhem podobný napětí, může být celková zátěž (nelineární zátěž + aktivní filtr) nahrazena ekvivalentním odporem R_e . Při zanedbání úbytku napětí na indukčnostech mezi sítí a filtrem lze pro napětí jedné fáze napsat následující rovnost:

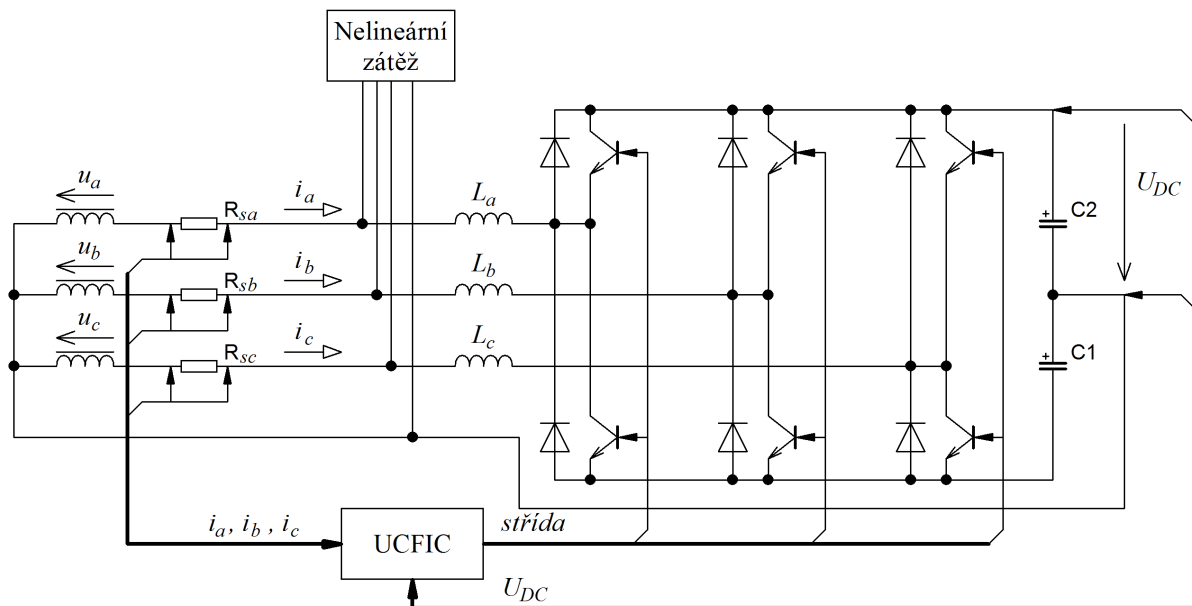
$$u_a = R_e \cdot i_a = U_{DC} \cdot (1 - D) - U_{DC} \cdot D = U_{DC} \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (27)$$

V rovnici (27) je D střída sepnutí spodních tranzistorů můstku. V obrázku 14 jsou proudy snímány pomocí bočníků s odporem R_s . Rovnici (27) tím pádem lze upravit do cílového tvaru:

$$R_s \cdot i_a = \frac{U_{DC} \cdot R_s}{R_e} \cdot (1 - 2 \cdot D) = U_m \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (28)$$

Zřejmě pro určení žádané střídy spínání tranzistorů stačí získat požadovanou hodnotu napětí U_m . Ta je podobně jako v jiných algoritmech určována na základě odchylky napětí od žádané hodnoty na kondenzátorech ve stejnosměrném obvodu filtru (vysvětlení viz dále). Velkou výhodou tohoto algoritmu je nutnost znalosti pouze fázových proudů a napětí ve stejnosměrném obvodu. Na druhou stranu není možné filtrovat zpětnou a netočivou symetrickou složku a není možné provádět selektivní kompenzaci harmonických.

Tématem, které mělo navazovat na tuto práci je v současné době velmi moderní algoritmus publikovaný například v [15] nebo v [16]. Princip řízení je velice jednoduchý a založený na dvou základních blocích, kterými jsou PI regulátor a detektor maximální

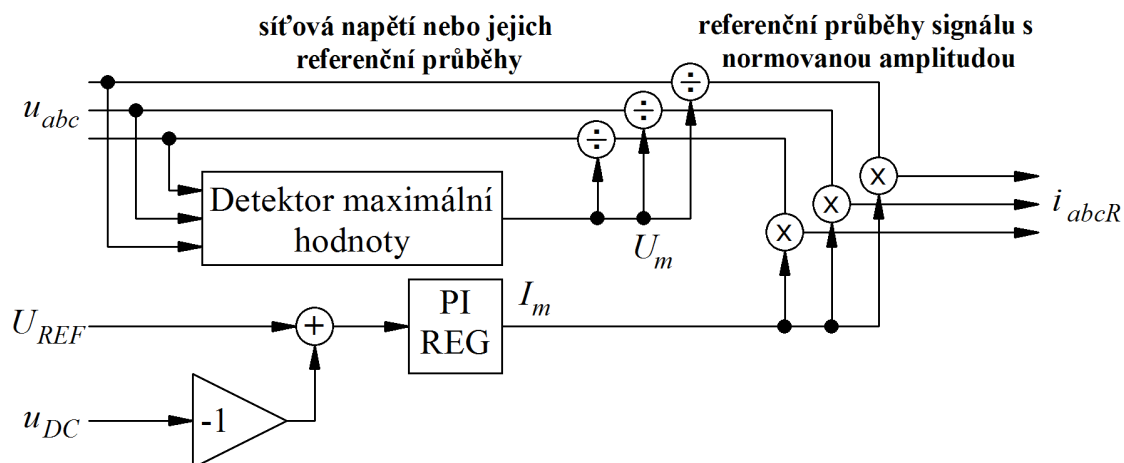


Obrázek 14: Schéma funkce aktivního filtru řízeného metodou UCFIC

hodnoty. Oba funkční bloky otevírají cestu metodám softcomputingu jako je fuzzy logika nebo neuronové sítě. Konkrétně ve zmíněných člancích je použit PI regulátor s fuzzy logikou pro sledování napětí ve stejnosměrném obvodu filtru a tím stanovení potřebné amplitudy referenčního proudu.

Principiální schéma algoritmu je na obrázku 15. Referenční průběh síťových proudů je odvozován z průběhů síťových napětí. Pomocí detektoru maximální hodnoty je získána určitá amplituda síťových napětí, kterými jsou jejich průběhy dále normovány. Daná amplituda může být zvolena i jako konstanta, nicméně použití detektoru zajišťuje lepší využití bitových rozsahů výstupních průběhů. Algoritmus lze v tomto místě také modifikovat nahrazením normování některým z fázových závěsů (viz. kapitola 5.3) se třemi výstupními sinusovými signály vzájemně posunutými po 120° . Takto lze využít daný AHF, aby kompenzoval nejen harmonické složky, ale také proudovou nesymetrii. Nicméně výhradně činný výkon bude ze sítě odebírán jen pokud si budou harmonické i symetrické složky proudu i napětí přímo úměrné. Normované průběhy jsou dále násobeny požadovanou amplitudou proudu, čímž jsou ve výsledku získány referenční průběhy síťových proudů.

Požadovaná amplituda síťových proudů je získávána velmi zajímavým způsobem na základě napětí kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu AHF. Cílová hodnota zmíněného napětí je vždy vyšší než je amplituda síťového napětí. Za předpokladu, že AHF reguluje průběh síťového proudu takovým způsobem, že je dodáván přesně činný výkon daný součtem činných výkonů na nelineární zátěži a ztrátám ve výkonové a stejnosměrném obvodu AHF, pak nemůže docházet k tomu, že by napětí ve stejnosměrném obvodu AHF v časovém měřítku jedné periody síťového průběhu změnilo svou hodnotu (nedochází k vybíjení ani nabíjení kondenzátoru). Činný výkon zátěže je dán napájecím napětím, tj. síťovým napětím, které se příliš nemění. Proto jej lze předpokládat pro danou zátěž konstantní. Pokud dojde v nějakém okamžiku (vlivem regulace AHF nebo změnou zátěže) k nenulovému rozdílu dodávaného činného výkonu a činného výkonu zátěže zvýšeného o ztráty v AHF, pak je tento rozdíl kompenzován z energie nabitého kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu. Úroveň napětí kondenzátoru roste nebo klesá v závislosti na tom, zda je rozdíl činných výkonů kladný nebo záporný. Odchylka napětí je v algoritmu vyhodnocována pomocí PI regulátoru, jehož výstupem je požadovaná amplituda síťového



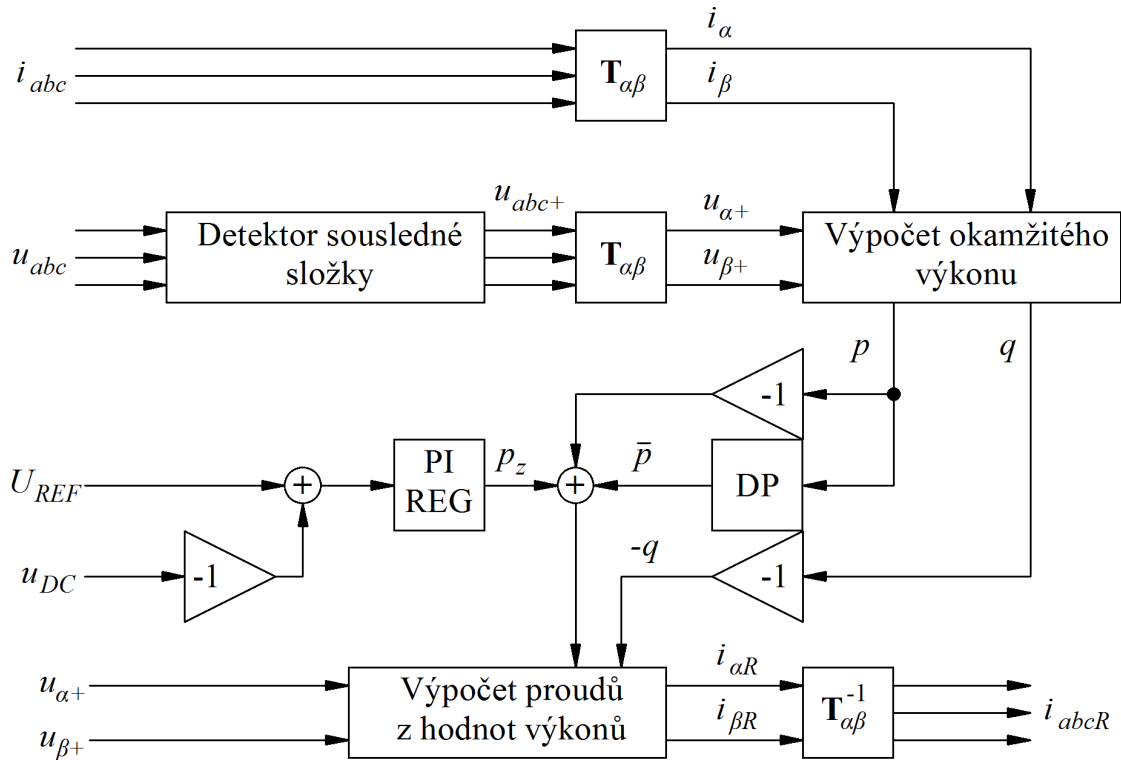
Obrázek 15: Řídící algoritmus aktivního harmonického filtru založený na sledování úrovně napětí ve stejnosměrném meziobvodě

proudu. Dynamické chování AHF s tímto algoritmem je převážně dáno nastavením regulátoru, proto se na tomto místě využívá výhod FUZZY logiky.

V referenčních člancích [15] a [16] není popsán princip detektoru amplitudy napětí (tj. detektor obálky daného signálu). Lze navrhnout několik možných variant algoritmů plnění danou úlohu s tím, že některé využívají jednoduchou neuronovou síť. Jedná se o zajímavou oblast číslicové techniky, jíž by se mohli zabývat případní pokračovatelé této práce.

4.2 PQ teorie

Princip metody vychází z faktu, že při sinusovém symetrickém síťovém napětí je okamžitá hodnota výkonu v čase konstantní v případě, že fázové proudy jsou symetrické a sinusové. V publikaci [1] autoři nepopisují jen případ harmonického průběhu síťového napětí. Ukazují podrobnější chování metody i s ohledem na další harmonické složky a nesymetrie, které může napětí napájecího systému vykazovat. Metodu lze uplatnit při mnoha konfiguracích kompenzačního zařízení, ať už se jedná o paralelní, sériový nebo hybridní AHF a pro různé účely jako například tlumení oscilací napájecího systému. Na tomto místě se budeme zabývat vzhledem algoritmu dle obrázku 16. Ten byl cílem implementace paralelního aktivního filtru v trojvodičové 3f síti a je uzpůsoben jak pro filtraci všech harmonických složek proudu, tak pro odstranění proudové nesymetrie.



Obrázek 16: Blokové schéma řídicího algoritmu pro paralelní aktivní harmonický filtr

V blokovém schématu na obrázku 16 vstupují změřená síťová napětí nejdříve do detektoru sousledné složky. Na jeho výstupu jsou získány tři signály, které odpovídají amplitudou a fází sousledné symetrické složce vstupů. Autoři [1] k tomu účelu využívají fázového závěsu, jehož popis je v kapitole 5.3.1 a ten je pak součástí výpočetní metody v kapitole 5.4.1. Následuje blok zajišťující transformaci napětí do složek $\alpha\beta$. Protože se implementace algoritmu týkala třívodičové sítě, nemělo smysl vypočítávat složku „0“, jelikož ta je vždy nulová. Matice Clarkové transformace použitá v algoritmu (v blokovém schématu) nabývala tedy tvaru:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (29)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (30)$$

Z transformovaných veličin je následně určena tzv. komplexní hodnota výkonu. Složky α a β lze totiž chápat také jako reálnou a imaginární složku komplexního čísla. Komplexní hodnotu sdruženého výkonu \mathbf{s} pak lze získat jako součin komplexního napětí \mathbf{u} se sdruženou hodnotou komplexního proudu \mathbf{i}^* . Po dosazení získáme:

$$\mathbf{s} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i}^* = (u_\alpha + ju_\beta) \cdot (i_\alpha + ji_\beta) = (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) + j(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \quad (31)$$

Reálná část okamžité hodnoty sdruženého výkonu je dále označována písmenem p a imaginární písmenem q (odtud PQ teorie). Střední hodnota složky p odpovídá činnému výkonu, který vzniká při harmonických průbězích síťových napětí pouze ze základní harmonické složky proudu. Podobně střední hodnota složky q je rovna jalovému výkonu. Fluktuace okamžitých hodnot obou složek jsou způsobeny harmonickými a případnou nesymetrií některé ze síťových veličin. Výpočet okamžitých hodnot výkonů lze vyjádřit následující rovnicí:

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (32)$$

V algoritmu je následně ze složky p odstraněna její střední hodnota \bar{p} pomocí filtru typu dolní propust. Tím jsou vlastně získány složky okamžitého sdruženého výkonu, které se podílejí pouze na tvorbě neaktivního výkonu. Jelikož účelem harmonického filtru je tento výkon kompenzovat, musí vytvořit stejné okamžité výkony, ale opačného znaménka. Odtud plyne změna znaménka u obou složek výkonu v obrázku 16, před jejich vstupem do výpočtu kompenzačního proudu.

Referenční signály složek kompenzačního proudu $i_{\alpha R}$ a $i_{\beta R}$ lze získat inverzí výše uvedeného vztahu (32):

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (33)$$

Do vztahu (33) je nutné za p a q dosazovat ty složky, jež mají být kompenzovány a hodnoty u_α a u_β , které byly použity při původním výpočtu složek výkonů. Ke kompenzované složce p se v algoritmu ještě přičítá určitá stejnosměrná hodnota, která je v obrázku 16 označena jako p_z . Jedná se o vlastní ztráty kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu AHF. Za běžných okolností v ustáleném stavu AHF nedochází při kompenzaci neaktivního výkonu v rámci jedné periody síťového napětí k vybíjení nebo přebíjení kondenzátoru. Ke kolísání jeho napětí dochází vlivem dynamických pochodů nebo při samotné kompenzaci, kdy porovnáváme dvě napětí, která jsou změřena s jiným časovým rozestupem než je násobek periody sítě. K udržování přibližně stálé hodnoty napětí je nutné odebírat konstantní činný výkon ze sítě. Velikost tohoto výkonu je dána střední hodnotou odchylky napětí kondenzátoru u_{DC} od požadované referenční hodnoty U_{REF} . Převod odchylky na hodnotu výkonu je v algoritmu zajištěn PI regulátorem. V případě, že je hodnota kapacity kondenzátoru dostatečně velká v závislosti na vybíjecích proudech, tj. fluktuace napětí kondenzátoru jsou malé, je dostatečným řešením i použití pouze proporcionalního regulátoru. Tak tomu bylo i ve výsledném implementovaném algoritmu v práci [8].

Ačkoliv je princip algoritmu velice jednoduchý, objevila se řada problémů při jeho implementaci. Pro řízení jednotky měniče byla použita platforma CompactRio a samotný řídicí program byl nahráván do hradlového pole této platformy. Z toho důvodu všechny výpočty probíhaly v pevné řádové čarce. Zásadním problémem při tvorbě programu bylo správné navržení bitových rozsahů výsledků jednotlivých početních operací. Při prvních pokusech se totiž ukázalo, že při nerespektování jisté přijatelné velikosti nejistoty výsledku

není v hradlovém poli dostatek prostředků pro implementaci celého algoritmu. První program, kde byla ponechána plná přesnost všech výsledků odpovídajícím použitým operacím, dokonce přesáhla o více jak 100 % prostředky hradlového pole. Naopak při nízké přesnosti program nepracoval zcela korektně, což se projevilo například na výstupních průbězích proudu měniče, které vykazovaly nepříjemně vysoké rušení způsobené řízením pulsně šířkovou modulací. Z těchto důvodů bylo třeba se zabývat právě šířením chyby ve výpočtech vedených v pevné řádové čárce. Toto téma je rozebráno v kapitole 5.1.

Důležitou součástí popisovaného algoritmu jsou filtry stejnosměrné hodnoty. Ty jsou využívány především v části algoritmu, kde jsou získávány stejnosměrné složky činného nebo jalového výkonu. V původní publikaci [1] jsou k tomu účelu použity filtry s nekonečnou impulsní odezvou (IIR - Infinite Impulse Response) typu dolní propust, které byly navrženy pomocí Butterworthovy aproximace (viz např. [17]). Nejedná se o špatné řešení, nicméně pro velké poměry vzorkovací a mezní frekvence u těchto filtrů mohou nastat problémy s jejich stabilitou. Problém lze řešit větší šířkou bitového slova, tj. větší přesností prováděných výpočtů. Mezní frekvence navrhovaných filtrů stejnosměrné hodnoty se pohybovala v blízkosti 10 Hz a implementovaný program měl pracovat při vzorkování 20 kHz. Jelikož algoritmus běžel v hradlovém poli s omezeným počtem logických buněk, nebylo vhodné zvyšovat přesnost prováděných výpočtů. Proto byly studovány další možnosti získávání stejnosměrné složky signálů. Jako velmi výhodná se pro tento účel ukázala struktura CIC filtru, který zabírá minimum paměťového prostoru a při vhodném návrhu nemá negativní vliv na běh programu filtru. Více se tímto tématem zabývá kapitola 5.2.

Další část práce při implementaci řídicího programu se týkala vylepšení a hlavně zjednodušení detektoru sousledné symetrické složky. Ten, který je použit v [1], vypočítává danou složku pomocí schématu, které je velmi podobné celému řídicímu algoritmu na obrázku 16. Z toho důvodu je, jen kvůli tomuto detektoru, výsledná velikost programu o více jak polovinu větší. Navíc je zde nutný fázový závěs, kde jsou použity goniometrické funkce. Implementace těchto výpočtů v prostředí Labview nečiní problémy, nicméně bez vhodných knihovnických prvků může být jejich realizace nesnadná především v případech, kdy je cílovou platformou FPGA. Při zkoumání alternativních výpočtů sousledné symetrické složky bylo nalezeno zajímavé řešení v článku [18]. Toto řešení využívá vlastností pásmové propusti k filtraci základní harmonické složky z transformovaných průběhů napětí do souřadnic $\alpha\beta$. Navržený filtr má dva výstupy. Jeden s výstupním fázovým posunem základní harmonické složky 0° a druhý s fázovým posunem 90° . Pro každou transformovanou složku je použit jeden filtr a z celkem 4 výstupních signálů je následně vypočítávána sousledná složka. Algoritmus je velice jednoduchý a nezabírá mnoho prostředků hradlového pole. Jeho nevýhodou je, že filtr je třeba ladit na frekvenci základní harmonické složky. Autoři k tomu využívali fázových závěsů, jejichž vlastnosti byly studovány a simulovány, nicméně jako koncepce pro hradlové pole se kvůli nutnosti vyčíslení goniometrických funkcí zdály nevhodné. Nakonec byl blok fázového závěsu nahrazen blokem automatické regulace zisku (AGC - Automatic Gain Control). Dynamické vlastnosti výsledného výpočtu s AGC jsou ve své podstatě stejné, jako ty, které lze pozorovat při použití fázového závěsu. Popisem jednotlivých fázových závěsů a výsledným detektorem sousledné složky se zabývají kapitoly 5.3 a 5.4.

KAPITOLA 5

ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ V ŘÍDÍCÍCH SYSTÉMECH VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ

5.1 Výpočty v pevné řádové čárce

Číslíkové systémy pro implementaci řídicích algoritmů aktivních filtrů nejčastěji používají pro reprezentaci signálů čísla v pevné řádové čárce. Výhodou proti plovoucí řádové čárce je rychlost výsledných početních operací a jednoduchá implementace. Nevýhodou je nižší rozsah zobrazitelných čísel. V některých aplikacích dokonce přesnost určitých výsledků rozhoduje o použitelnosti a nepoužitelnosti určitého algoritmu. Dále v textu budeme vždy předpokládat u čísel vyjádření znaménka ve dvojkovém doplňku, pokud nebude uvedeno výslovně jinak. Je to nejčastější forma vyjádření znaménka náležejícího číslu, proto se jí budeme držet i v této práci.

5.1.1 Porovnání výpočtů v pevné a plovoucí řádové čárce

Nejjednodušší formou reprezentace dat v počítači vyjádření čísla v pevné řádové čárce. V bitovém slově se pevně určí poloha řádové čárky a mocniny základu nalevo od ní rostou a napravo klesají. Levá část pak určuje celočíselnou část čísla a pravá zlomkovou. Pro příklad vezměme 8 bit slovo se 2 bity celočíselné části. Hodnota tohoto čísla je pak dána součtem součinů hodnot příslušných bitů a_i s jejich váhami:

$$x = (a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0)_{\text{celá část}} + (a_{-1} \cdot 2^{-1} + a_{-2} \cdot 2^{-2} + a_{-3} \cdot 2^{-3} + a_{-4} \cdot 2^{-4} + a_{-5} \cdot 2^{-5} + a_{-6} \cdot 2^{-6})_{\text{zlomková část}} \quad (34)$$

Zřejmě nejnižší zobrazitelné číslo je dáno kvantizačním krokem, respektive vahou nejnižšího bitu. S uvažováním znaménka je interval zobrazitelných čísel

$$\langle -2^{N-F-1}, 2^{N-F-1} - 2^{N-I-1} \rangle \quad (35)$$

V daném intervalu označuje N počet bitů slova, I je počet bitů celočíselné části bez znaménka (se znaménkem by bylo bez -1) a F označuje počet bitů zlomkové části. Z tohoto intervalu je zobrazitelných vždy jen 2^N hodnot s daným kvantizačním krokem, čímž je dána i přesnost. K velkým chybám dochází především při zobrazování desetinných čísel. Prostor zobrazitelných hodnot se dá vyjádřit pomocí sítě, jejíž příklad je na obrázku 17. Jsou zde zakresleny i některé základní funkce, aby bylo zřejmé, jakým způsobem dochází k chybám. Příkladně u funkce $y = 0,5 \cdot x$ nemá hodnota 1,5 na ose x svou funkční hodnotu

na ose y . Výsledek bude vždy zaokrouhlen. U lomené funkce je pro velká x situace ještě horší.

Nepřesnost vyjádření malých rozdílů a zlomkových hodnot v pevné řádové čárce je její hlavní nevýhodou a budeme se jí dále v textu zabývat. Přesto se dá říci, že v aplikacích jako jsou řídicí algoritmy měničů je toto vyjádření čísel nejčastější. Důvodem je především rychlost a jednoduchost prováděných výpočtů, jejichž výsledky nepotřebují další úpravy. Na rozdíl od výpočtů v plovoucí řádové čárce často používají další operace jako například normování a úpravu exponentu.

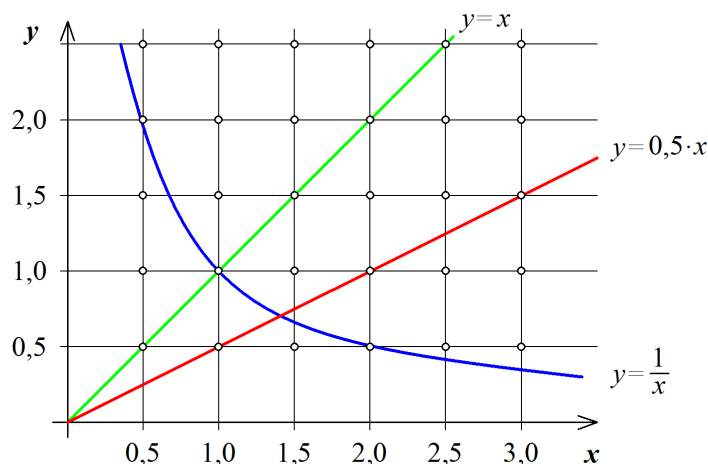
Vyjádření čísel v pohyblivé řádové čárce je dosti odlišné. Zde nemají jednotlivé bity v pravém slova smyslu pevně určenou váhu. Místo toho se bitové slovo skládá ze tří částí: znaménka, exponentu a mantisy. Exponent udává polohu řádové čárky a mantisa je vyjádření čísla v pevné řádové čárce s řádovou čárkou umístěnou napravo hned vedle nejvýznamnějšího bitu. Je několik možných předepsaných formátů těchto čísel, které jsou definovány normou ANSI/IEEE 754-1985. V řídicích algoritmech je obvykle používaná jednoduchá přesnost, kde se číslo skládá z 32 bitů. Jeden bit odpovídá znaménku, 8 je vyhrazeno pro exponent a 24 (jeden bit je skrytý, jelikož normovaný tvar čísla vždy začíná 1) bity je vyjádřena mantisa. Exponent je zde vyjádřen v aditivním kódu s konstantou $K = 127$. Zobrazení určitého čísla X pak je tvaru:

$$X = \pm M \cdot 2^{e-127} \quad (36)$$

V rovnici (36) je M hodnota mantisy a e hodota exponentu, tak jak je zapsána v řádové mřížce. Problematika nepřesnosti výpočtů v plovoucí řádové čárce není tak výrazná. Formát tohoto typu s dvojitou přesností (viz tabulka 1) byl využit pouze při testování algoritmů pomocí simulací softwarem MATLAB. V cílových zařízeních (CompactRIO, jednočipové mikroprocesory) byly implementace algoritmů vždy v pevné řádové čárce. Porovnání vlastností zobrazení čísel a výpočtů prováděných v pevné a plovoucí řádové čárce z několika hledisek je uvedeno v tabulce 2.

přesnost	znaménko	exponent	mantisa
jednoduchá $32b$	$1b$	$8b$	$23(24)b$
dvojitá $64b$	$1b$	$11b$	$52(53)b$

Tabulka 1: Řádové mřížky pro formát ANSI/IEEE Std. 754-1985



Obrázek 17: Rovina dvou čísel v pevné řádové čáře s jednobitovou zlomkovou částí

Vlastnost	Plovoucí řádová čárka	Pevná řádová čárka
Přesnost	Výborná - velký rozsah hodnot, díky kterému obvykle není třeba řešit vliv přetečení.	Špatná - přesnost je závislá na délce slova. Vyšší přesnost zvyšuje požadavky na paměť a velikost programu.
Rychlost	Nízká - kvůli složitosti vyjádření čísla v plovoucí čáře.	Vysoká - jednoduché aritmetické i logické operace. Vyvinuto mnoho rychlých metod výpočtů, které pracují přímo s tímto formátem.
Náklady	Vysoké - potenciálně vysoká cena hardwaru.	Nízké - běžně používaný hardware.
Spotřeba energie	Velká - dáno množstvím prováděných operací, které jsou nutné při práci s tímto formátem.	Různá - velký výběr zařízení různých výkonů. Díky jednoduchosti výpočtů se formát hodí pro nízkopříkonové aplikace
Zpoždění dané výpočty	Různé - zpoždění je závislé na použitých datech. Může být velké.	Malé - početní operace jsou jednoduché a rychlé. Obvykle trvají jen několik cyklů procesoru.
Doba vývoje	Krátká - není třeba řešit řadu problémů daných konečnou délkou slova.	Dlouhá - je třeba se zabývat konečnou délkou slova (přetečení, přesnost,...)

Tabulka 2: Porovnání vlastností plovoucí a pevné řádové čárky [19]

5.1.2 Šíření chyby ve výpočtech

Všechny výpočty řídicích algoritmů jsou zatíženy chybou danou konečnou přesností zobrazitelných hodnot v pevné řádové čárce. Zřejmě vzhledem k možnostem programovatelných hradlových polí nebo určité cílové architektuře procesoru se vždy snažíme volit pro reprezentaci čísel co nejmenší počet bitů. Nejmenší paměťové nároky i výpočetní čas zabírají čísla, s bitovou šířkou odpovídající cílové architektuře. Se zvyšujícími se nároky na přesnost (např. dvojnásobný počet bitů atd.) tak úměrně rostou i nároky na paměť a dobu zpracování. Proto je vhodné v určitých částech algoritmů výsledkům účelně snižovat přesnost (tj. zaokrouhlovat na určitý počet bitů).

Dále v textu nebudeme uvažovat případnou další nepřesnost způsobenou měřením analogově digitálním převodníkem. Budeme předpokládat, že největší možná chyba odečtené hodnoty signálu bude dána výhradně nejméně významným bitem (dále LSB) získaného výsledku bitového slova. Jinými slovy se bude jednat o chybu vzniklou při kvantování výsledku. Teorií vzniku tzv. kvantizačního šumu se zabývá například publikace [20]. Jedná se o relativně složitou teorii definující určité kvantizační teorémy, které musejí být splněny. Ačkoliv rozsah této problematiky je značný, není jí v literatuře, která se zabývá číslicovým zpracováním, věnováno mnoho prostoru. Tato práce měla být primárně zaměřena na algoritmy pro polovodičové měniče, nicméně jak se později ukázalo, tak právě přesnosti výsledků v jednotlivých výpočetních operacích rozhodují o tom, zda bude určitý algoritmus pracovat odpovídajícím způsobem. Dále prezentované algoritmy totiž pracují bezchybně v simulacích, nicméně při programové implementaci v pevné řádové čárce už to tak být nemusí. První problémy se správně nastaveným rozsahem bitových hodnot se objevily již při tvorbě základního řídicího programu aktivního harmonického filtru, který využíval teorii okamžitých výkonů. Autor na tomto programu spolupracoval s ing. Janem Hájkem, pro něhož to bylo v té době jedním z cílů diplomové práce[8]. V publikaci [20] naneštěstí není naprosto jasně řečeno, jakými pravidly by se měly bitové rozsahy hodnot řídit. Proto se autor tato pravidla pokusil dále navrhnout.

Chybu (přesnost) výsledku e určíme jako odchylku skutečné (ideální - nekonečná přesnost) hodnoty x_{skut} od vypočtené tj. zobrazené hodnoty x_{vyp} :

$$e = x_{skut} - x_{vyp} \quad (37)$$

Rozložení výsledku vztahu (37) závisí na způsobu zaokrouhlování během výpočtů. Pokud jsou nejméně významné bity pouze ořezávány, pak se jedná o zaokrouhlování dolů. V tomto případě může chyba výsledku nabývat pouze kladných hodnot. Ačkoliv je tento způsob nejjednodušší možný, dochází při něm v porovnání se zaokrouhlováním na obě strany k vyšší střední kvadratické odchylce od skutečné hodnoty. To je dáno především faktem, že střední hodnota chyby dle (37) není nulová. Při použití zaokrouhlování na obě strany je tento nedostatek odstraněn. Symetrické rozložení kolem nuly navíc zaručí, že střední kvadratická odchylka od skutečné hodnoty bude shodná s rozptylem náhodné veličiny e .

Hodnota chyby e je náhodná veličina s rovnoměrným rozložením. Proto budeme dále pracovat s jejími charakteristikami, kterými jsou střední hodnota a rozptyl. Střední hodnota diskrétní náhodné veličiny X respektive spojitě rozložené veličiny x je definována vztahy:

$$E(X) = \sum_{i=1}^n p_i \cdot X_i \quad (38)$$

$$E(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot f(x) dx \quad (39)$$

Ve vztahu (38) označuje p_i pravděpodobnost hodnoty X_i , tedy je to hodnota pravděpodobnostní funkce odpovídající výsledku X_i . Vztah (39) odpovídá spojitému rozložení náhodné veličiny a $f(x)$ zde označuje její hustotu pravděpodobnosti. Rozptyl lze získat pomocí vztahů pro střední hodnotu:

$$D(x) = E(x^2) - E(x)^2 \quad (40)$$

Rozptylem hodnoty se vlastně rozumí průměrná kvadratická odchylka této hodnoty od její střední hodnoty. Jak již bylo naznačeno, chyba vzniklá kvantováním je spojitá, jelikož se vlastně jedná pouze o zaokrouhlování výsledku. Dále budeme uvažovat zaokrouhlování na obě strany, čímž bude střední hodnota chyby rovna nule a její energie bude ve shodě s rozptylem. Hustota pravděpodobnosti chyby kvantováním je pak dána vztahem:

$$f(x) = \begin{cases} 0 & \text{pro } x < -\frac{q}{2} \\ \frac{1}{q} & \text{pro } -\frac{q}{2} < x < \frac{q}{2} \\ 0 & \text{pro } x > \frac{q}{2} \end{cases} \quad (41)$$

Symbolem q označujeme hodnotu (význam) LSB. Rozptyl odvozený z hustoty pravděpodobnosti (41) pak je:

$$D(x) = \frac{q^2}{12} \quad (42)$$

Při kvantování vlastně zvětšujeme odchylku výsledné hodnoty od její původní hodnoty. Tato odchylka je náhodná veličina, která nekoreluje s počátečním rozptylem signálu.

Nejjednodušší a zároveň velmi častou operací, která se obvykle vyskytuje v řídicích programech třífázových měničů je transformace do souřadného systému $\alpha\beta$. Prvky transformační matice zůstávají konstantní, proto je transformace složena pouze z operací součtu (resp. rozdílu) a násobení konstantou. Pro rozptyl součtu (resp. rozdílu) dvou nezávislých náhodných veličin a rozptyl náhodné veličiny vynásobené konstantou k lze odvodit vztahy[21]:

$$D(x + y) = D(x) + D(y) \quad (43)$$

$$D(k \cdot x) = k^2 \cdot D(x) \quad (44)$$

Vycházejme z předpokladu, že požadujeme, aby se na výsledném rozptyle podílely všechny náhodné veličiny stejně. Odtud plyne, že všechny náhodné veličiny vstupující do součtu mají mít stejný rozptyl. Pro součet n náhodných veličin každá s rozptylem σ^2 pak dostáváme ze vztahu (43) následující rovnost:

$$D\left(\sum_{i=1}^n x_i\right) = n \cdot \sigma^2 \quad (45)$$

S uvážením vztahu (42) lze pro hodnotu LSB proměnných vstupujících do součtu odvodit nerovnost:

$$q \leq \frac{q_v}{\sqrt{n}} \quad (46)$$

Ve vztahu (46) je q_v hodnota určitého bitu výsledku, který je již zatížen chybou (šumem) a q je tentýž bit veličin vstupujících do součtu. Vztah nám dává do souvislosti bitovou přesnost výsledku součtu s bitovou přesností vstupních veličin. Zřejmě pro součet například čtyř nebo menšího počtu proměnných je nutné, aby všechny vstupní proměnné

měly o jeden bit vyšší přesnost než výstup. Podobně u násobení vstupní veličiny konstantou lze získat podobnou nerovnost pro vstupní hodnotu:

$$q \leq \frac{q_v}{k} \quad (47)$$

Vztah (47) ani vztah (44) však neuvažují kvantování konstanty k , kterou je také třeba zaokrouhlit na požadovaný počet bitů. Tento stav nastává především v případech, kdy k je desetinné číslo, které není zobrazitelné konečným počtem bitů binárního čísla za řádovou čárkou. Hodnota zaokrouhlené konstanty je známá a v čase se nemění. Tudíž známe i chybu, kterou její nepřesná hodnota vyvolá. Zajímá nás, jakým způsobem nám tato nepřesnost ovlivní výslednou střední kvadratickou odchylku (energii chyby). Skutečnou střední hodnotu výstupu určíme s nezaokrouhlenou konstantou:

$$E((k + \Delta k) \cdot x) = (k + \Delta k) \cdot E(x) \quad (48)$$

Ve vztahu (48) označuje k zaokrouhlenou hodnotu konstanty a Δk její odchylku od přesné hodnoty. Pro střední kvadratickou odchylku e^2 můžeme tedy psát:

$$\begin{aligned} e^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (k \cdot x - (k + \Delta k) \cdot E(x))^2 \cdot f(x) dx = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} (k^2 \cdot x^2 - 2 \cdot (k + \Delta k) \cdot k \cdot E(x) \cdot x + (k + \Delta k)^2 \cdot E(x)^2) \cdot f(x) dx \end{aligned} \quad (49)$$

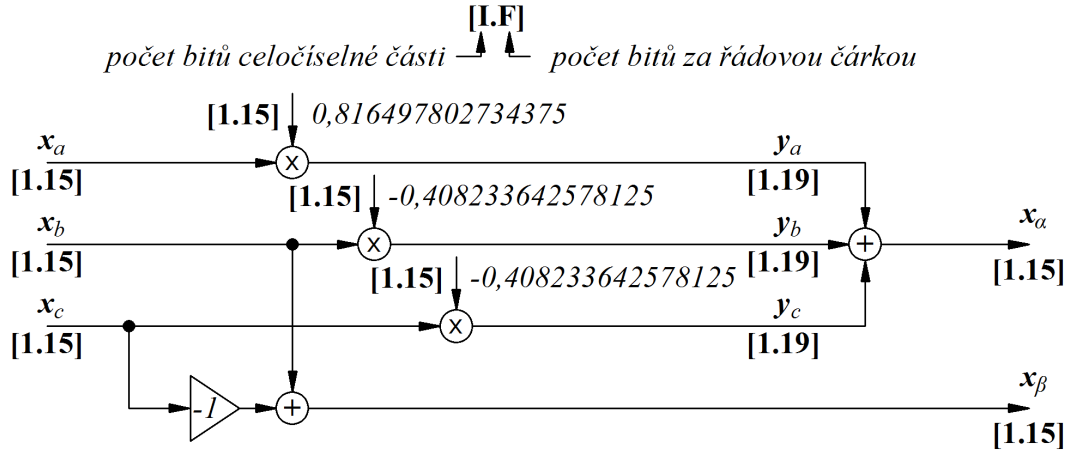
První člen součtu v závorce rovnice (49) je po integraci roven střední hodnotě z kvadrátu součinu zaokrouhlené konstanty a náhodné veličiny. V prostředním členu stačí integrovat pouze součin $x \cdot f(x)$, protože ostatní členy jsou konstantní a lze je vytknout před integrál. Výsledkem integrálu je střední hodnota $E(x)$. Podobně v posledním členu integrujeme pouze hustotu pravděpodobnosti $f(x)$, čímž získáme výsledek roven jedné. Vztah tedy upravíme do následujícího tvaru:

$$\begin{aligned} e^2 &= E(k^2 \cdot x^2) - 2 \cdot (k + \Delta k) \cdot k \cdot E(x)^2 + (k + \Delta k)^2 \cdot E(x)^2 \\ &= E(k^2 \cdot x^2) - k^2 \cdot E(x)^2 + \Delta k^2 \cdot E(x)^2 \\ &= k^2 \cdot \sigma^2 + \Delta k^2 \cdot E(x)^2 \end{aligned} \quad (50)$$

Výsledná kvadratická odchylka je tedy o proti původní hodnotě násobku vstupního rozptylu σ^2 vyšší o kvadrát součinu chyby konstanty k a střední hodnoty vstupní veličiny. Jelikož je střední hodnota vstupů proměnná v čase, bude se měnit i energie chyby. To je velice nepříjemná věc. Abychom mohli pro určení bitové přesnosti alespoň přibližně použít předešlý vztah (47), je nutné zajistit zanedbatelnou hodnotu kvadrátu součinu $\Delta k \cdot E(x)$ v porovnání se součinem kvadrátu zaokrouhlené konstanty k a hodnoty rozptylu vstupní veličiny. Požadované Δk pak určujeme pro maximální hodnotu vstupní veličiny:

$$k^2 \cdot \sigma^2 \gg \Delta k^2 \cdot E(x)^2, \text{ pro maximum } E(x) \quad (51)$$

Velmi často nelze ovlivnit přesnost vstupní veličiny, proto je výstupní chyba definována především přesností násobící konstanty a následným kvantováním výsledku. Pro příklad zde uvedeme nastavení bitových šířek ve zmíněném případě transformační matice do soustavy souřadnic $\alpha\beta$. Pro účely snadnější práce při zaokrouhlování je výhodné, aby vstupní a tím i výstupní signály nabývaly hodnoty z intervalu $\langle -1; 1 \rangle$. Tím je určena poloha řádové čárky, která bude napravo od nejvýznamnějšího bitu (bitu s nejvyšší hodnotou - dále MSB). U transformační matice budeme požadovat šestnáctibitový vstup i



Obrázek 18: Výpočet transformace složek abc do soustavy $\alpha\beta$ s naznačenou bitovou přesností v jednotlivých částech

Signál	Rozptyl	Střední kvadratická odchylka
x_α	$3,9032 \cdot 10^{-11}$	$3,9150 \cdot 10^{-11}$
x_β	$3.8805 \cdot 10^{-11}$	$3,8822 \cdot 10^{-11}$
y_a	$1,2935 \cdot 10^{-11}$	$1,3015 \cdot 10^{-11}$
y_b	$3,3096 \cdot 10^{-12}$	$3,3280 \cdot 10^{-12}$
y_c	$3,3096 \cdot 10^{-12}$	$3,3255 \cdot 10^{-12}$
x_α nekvant	$1,9630 \cdot 10^{-11}$	$1,9659 \cdot 10^{-11}$

Tabulka 3: Srovnání vypočteného rozptylu a numericky určené střední kvadratické odchylky ve výpočtu Clarkové transformace

výstup. Vstupy budou získávány ze šestnáctibitového analogově digitálního převodníku, nicméně hodnota vstupního signálu nikdy nepřesáhne 12 bitů.¹ Tím bude zajištěno, že žádná hodnota výpočtu nepřesáhne požadovaný interval $\langle -1; 1 \rangle$.

Transformace do soustavy souřadnic $\alpha\beta$ (Clarkové transformace) je definována následovně:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (52)$$

Výsledný výpočet i s naznačenými bitovými rozsahy hodnot je uveden na obrázku 18. Zřejmě pro výpočet souřadnice β potřebujeme pouze rozdíl vstupů b a c . Pro rozptyl výsledku platí vztah (43). Přesnost vstupů nelze zvýšit a neprovádíme žádné další kvantování (zaokrouhlování), proto výsledný rozptyl výstupu oproti vstupu bude dvojnásobný. Podobnou hodnotu rozptylu budeme očekávat i v případě výstupu α . Zde sčítáme tři mezivýsledky. Ty jsou získány po vynásobení každého vstupního signálu příslušnou hodnotou prvku matice (52). Jelikož tyto prvky není možné přesně vyjádřit konečným počtem bitů, je třeba definovat jejich maximální chybu. Dříve bylo uvedeno, že pokud má být minimalizován přírůstek chyby vlivem kvantování násobícího koeficientu, tak je nutné splnit

¹Toto nastavení odpovídá implementaci řídicího programu aktivního harmonického filtru[8]. Řízení zde zajišťovala platforma CompactRIO a program byl vytvářen v softwaru Labview. Jelikož byl program implementován do hradlového pole, bylo možné nastavit různé bitové šířky a polohu řádové čárky na výstup jednotlivých početních operací.

podmínku (51). Abychom si výpočet co nejvíce zjednodušili, dosazujeme za k jeho cílovou (přesnou) hodnotu. Maximální hodnota $E(x)_{max}$ je zde 2^{-3} , jelikož bylo výše uvedeno, že hodnota na vstupech abc nemůže nikdy přesáhnout 12 bitů. Výpočtem, za předpokladu použití 16 bitové délky vstupních čísel, získáme následující výsledky:

$$D(x) = \sigma^2 = \frac{q^2}{12} = \frac{2^{2 \cdot (-16)}}{12} = 1,94 \cdot 10^{-11}$$

$$|\Delta k_a| = 1,22 \cdot 10^{-6} \ll \sqrt{\frac{k_a^2 \cdot \sigma^2}{E(x)_{max}^2}} = \sqrt{\frac{\frac{2}{3} \cdot 1,94 \cdot 10^{-11}}{2^{-3 \cdot 2}}} = 2,88 \cdot 10^{-5}$$

$$|\Delta k_{bc}| \ll \sqrt{\frac{k_b^2 \cdot \sigma^2}{E(x)_{max}^2}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{6} \cdot 1,94 \cdot 10^{-11}}{2^{-3 \cdot 2}}} = 1,44 \cdot 10^{-5}$$

Pro chyby koeficientů, které budou zaokrouhleny na 16 bitů, dostaneme:

$$|\Delta k_a| = 1,22 \cdot 10^{-6}$$

$$|\Delta k_{bc}| = 6,11 \cdot 10^{-7}$$

Výsledné chyby jsou zřejmě více než desetkrát menší, což můžeme pokládat za splnění vztahu (51). Všechny koeficienty je tudíž třeba implementovat s 16 bitovou přesností.

Součin dvou 16 bit čísel dává 32 bit výsledek. Při implementaci algoritmu v procesoru bychom pravděpodobně takto přesný výsledek nechali být, jelikož se jedná o násobek 8 bit. Nicméně v jiných případech (například cílem implementace by bylo hradlové pole) bychom chtěli daný výsledek co nejvíce zaokrouhlit, aniž by tím významně utrpěla jeho výsledná přesnost. Aby uvedené bylo splněno, je nutné aby přírůstek rozptylu vlivem kvantování byl zanedbatelný v porovnání s rozptylem výsledku před kvantováním. Rozptyl výsledku před kvantováním určíme na základě vztahu (44). S uvážením vztahu (42) vznikne nerovnost:

$$q_{kvant} < \sqrt{12 \cdot k^2 \cdot \sigma^2} \tag{53}$$

Po dosazení získáme:

$$q_{kvanta} < \sqrt{12 \cdot k_a^2 \cdot \sigma^2} = \sqrt{12 \cdot \frac{2}{3} \cdot 1,94 \cdot 10^{-11}} = 1,25 \cdot 10^{-5} \approx 2^{-16}$$

$$q_{kvantbc} < \sqrt{12 \cdot k_{bc}^2 \cdot \sigma^2} = \sqrt{12 \cdot \frac{1}{6} \cdot 1,94 \cdot 10^{-11}} = 6,23 \cdot 10^{-6} \approx 2^{-17}$$

U všech mezivýsledků zvolíme stejné kvantování a jelikož hodnota kvantovacího bitu vystupuje ve vztahu (42) v kvadrátu, bude dostačující kvantování na 20 bit. Poslední kvantování, ke kterému dojde, je na samotném výstupu u součtu všech tří mezivýsledků. Nicméně zde je díky násobícím konstantám, které snížily i rozptyly chyb, téměř splněn vztah (46). Nekvantovaný výstup α má tak rozptyl téměř shodný s původním rozptylem na vstupu. Zaokrouhlením se tudíž tato hodnota zhruba zdvojnásobí a bude v dobré shodě s rozptylem výstupu β .

Jelikož není stále jasné, zda jsou všechny tyto úvahy správné, byla provedena simulace výpočtu s výsledky, které jsou uvedeny v tabulce 3. Ve sloupci „rozptyl“ jsou uvedeny vypočítané rozptyly výstupních signálů, které jsou srovnávány s výsledkem simulace ve sloupci „střední kvadratická odchylka“. Simulace byla provedena tak, že byly generovány náhodné signály v intervalu $\langle -0,125; 0,125 \rangle$ a z nich byla vypočtena teoreticky

správná hodnota výstupu Clarkové transformace x_{skut} . Výpočet byl proveden v plovoucí řádové čárce s dvojitou přesností. Následně byly vstupy kvantovány na 16 bitovou hodnotu v pevné řádové čárce a dále zpracovány dle obrázku 18. Z celkem $N = 10^6$ trojic vstupů byl vypočten odhad střední kvadratické odchylky jednotlivých výsledků dle vztahu:

$$e^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x - x_{skut})^2 \quad (54)$$

Zřejmě dle dosažených výsledků jsou teoretické hodnoty velmi blízké těm, které jsme získali při simulaci. Lze tedy učinit závěr, že dané postupy lze využít pro správný návrh bitových rozsahů při výpočtech v pevné řádové čárce.

5.1.3 Podmínky plynoucí z kvantizačních teorémů

Jelikož neznáme přesné hodnoty vstupu určitého systému², vytváříme vstupní hodnoty pomocí generátoru náhodných čísel s určitým rozdělením. Tak tomu bylo i v předešlém případě simulace výpočtu Clarkové transformace (viz kapitola 5.1.2). Zde je třeba upozornit na jednu věc. Vstupní rozdělení nemusí být kvantováním hodnot dostatečně popsáno. Na výstupu se v takovém případě objeví jiné rozdělení, které se liší i některými momenty (střední hodnota, rozptyl, atd.). Výsledná kvadratická chyba kvantovaného výsledku se pak bude výrazně lišit od rozptylu, který bychom získali pouhým přičtením hodnoty dle vztahu (42). Předešlý případ vyšel správně především z důvodu přibližného splnění kvantizačního teorému II (*QT II* v [20]) a hlavně z důvodů splnění kvantizačního teorému III/A (*QT III/A* v [20]).

Teorém 1 *QT II* - upravený překlad

Pokud je Fourierova transformace $\phi_x(u)$ hustoty pravděpodobnosti $f(x)$ vstupní proměnné frekvenčně omezená tak, že platí

$$\phi_x(u) = 0 \text{ pro } |u| > \frac{2 \cdot \pi}{q} \quad (55)$$

pak je možné určit momenty vstupního rozdělení z momentů výstupního kvantovaného rozdělení.

Teorém 2 *QT III/A* - upravený překlad

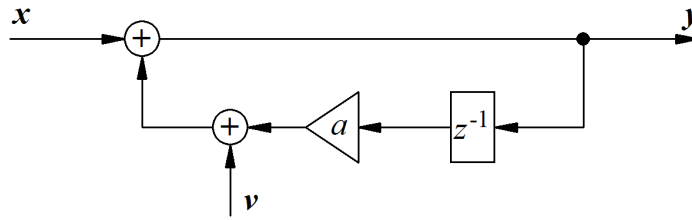
Pokud u Fourierovy transformace hustoty pravděpodobnosti náhodné proměnné platí:

$$\phi_x \left(l \cdot \frac{2 \cdot \pi}{q} \right) = 0 \text{ pro } l = \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (56)$$

pak Fourierova transformace hustoty pravděpodobnosti rozdělení kvantizačního šumu má tvar:

$$\phi_\nu(u) = \text{sinc} \left(\frac{q \cdot u}{2} \right) \quad (57)$$

²Výjimečně je můžeme znát. Například když vstupem výpočtu bude výstup generátoru periodické funkce s určitou neměnnou frekvencí a amplitudou. V takovém případě lze přesně určit okamžik kdy dochází k maximální chybě výpočtu a případné kvantování je mu podmíněno. Nemá proto smysl se v těchto případech zabývat rozptylem, protože střední kvadratická odchylka se od něj může výrazně lišit. Uvažujme třeba signál tvaru obdélníku. Při jeho obou výchylkách známe přesně chybu, které se dopouštíme kvantováním a co víc, tato chyba je určitou část periody neměnná a rozhodně se nejedná o náhodnou veličinu.



Obrázek 19: Obecný ekvivalentní rekurzivní výpočet se zdrojem kvantizačního šumu

a jeho hustota pravděpodobnosti je tudíž

$$f_\nu(x) = \begin{cases} \frac{1}{q} & \text{pro } |x| \leq \frac{q}{2} \\ 0 & \text{jinde} \end{cases} \quad (58)$$

V obou případech se jedná vlastně o obdobu vzorkovacích teorémů. Zřejmě pokud nebude splněn teorém *QT III/A*, pak po provedení simulace nedostaneme shodu kvadratické chyby s rozptyly, tak jak bylo uvedeno v tabulce 3. Jde vlastně o důsledek toho, že náhodné hodnoty v blízkosti hranic intervalu, nebudou mít chybu s rozdělením (41). Nesplnění podmínky lze vyzkoušet změnou hranic intervalu pro náhodné hodnoty na ne-celočíselnou zápornou nebo kladnou mocninu dvou. Shodu momentů zajistí pro obecné rozdělení přísnější teorém *QT II*. Jeho splnění v běžných případech je však zpravidla pouze přibližné. V případě rovnoměrného rozdělení uvedeného výše je přibližnost jasná, jelikož Fourierovou transformací obdélníkové funkce získáme funkci $\text{sinc}(u)$. Nejedná se tudíž o průběh, který by byl frekvenčně omezený na určitém intervalu.

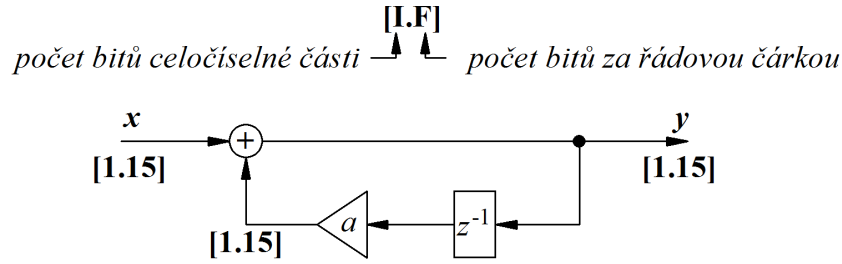
Ze zmíněných důvodů, budeme nadále při návrhu předpokládat vždy splnění *QT III/A* respektive *QT II*. Pokud v cílové aplikaci nebudou tyto teorémy ani přibližně splněny, pak nelze použít dříve uvedené vztahy a postup výpočtu kvadratické chyby založenou na výpočtu rozptylu. Pro obecné signály, kdy nevíme o vstupu nic určitého, je však tato metoda dostatečná. Zřejmě při splnění podmínek *QT II* (nebo alespoň *QT III/A*), lze kvantování nahradit přičtením zdroje aditivního šumu, který má požadované momenty. Toho využijeme při řešení složitějších systémů se zpětnou vazbou.

5.1.4 Šíření chyby v rekurzivních výpočtech

V kapitole 5.1.2 byl diskutován vliv kvantování a jednotlivých operací sčítání a násobení konstantou na výslednou chybu výpočtu. V řídicích systémech jsou však třeba i operace, které nový výstup odvozují z jeho předešlé hodnoty. Příkladem může být například implementace filtru IIR nebo integrátoru. Problém je zde o to složitější, že vlivem zpětné vazby náhodné veličiny vzájemně korelují. V některých případech lze použít určitá zjednodušení. Například v případě výpočtu klouzavého průměru pomocí integrátoru je zájem pouze o součet N proměnných. Tudíž pro sledování rozptylu a návrh bitových rozsahů lze použít postup popsany v předchozí kapitole.

V obecném případě lze rekurzivní systém zjednodušit do podoby na obrázku 19. Ke kvantování dochází zpravidla po násobení výstupu konstantou a , aby bylo opět dosaženo dané bitové šířky pro výstup. Pokud je splněn kvantizační teorém II, pak lze dokázat, že kvantizační šum koreluje s výstupním šumem stejně, jako by v daném místě byl zdroj aditivního nezávislého šumu (viz [20]). V obrázku 19 je signál šumu zaznačen jako ν . Přenos šumového signálu na výstup je:

$$H_\nu = \frac{1}{1 - a \cdot z^{-1}} \quad (59)$$



Obrázek 20: Bitové rozsahy při simulaci rekurzivního výpočtu

Podmínky	Rozptyl	Střední kvadratická odchylka
šum, $a = 0,125$	$3,942 \cdot 10^{-11}$	$4,012 \cdot 10^{-11}$
šum, $a = 0,25$	$4,139 \cdot 10^{-11}$	$4,428 \cdot 10^{-11}$
sinus, $A_m = 3/8$, $N = 100$, $a = 0,125$	$3,942 \cdot 10^{-11}$	$4,592 \cdot 10^{-11}$
sinus, $A_m = 3/8$, $N = 100$, $a = 0,25$	$4,139 \cdot 10^{-11}$	$4,969 \cdot 10^{-11}$
sinus, $A_m = 3/8$, $N = 50$, $a = 0,25$	$4,139 \cdot 10^{-11}$	$4,202 \cdot 10^{-11}$

Tabulka 4: Srovnání vypočteného rozptylu a numericky určené střední kvadratické odchylky na výstupu rekurzivního výpočtu

Jedná se vlastně o přenosovou funkci IIR filtru. Aby byl výstup stabilní, musí platit, že násobící konstanta a je menší než 1. Impulsní odezva daného filtru je dána geometrickou posloupností:

$$p_i = a^i \text{ pro } i = 0, 1, 2, \dots \quad (60)$$

Jelikož je šumový signál generován v každém okamžiku, bude po dostatečně dlouhé době výstup obsahovat všechny jeho násobky dané posloupností (60). Přitom výstupní rozptyl signálu je dán součtem součinů kvadrátů členů posloupnosti s rozptylem vstupního šumového signálu. Dostáváme se tak k součtu nekonečně mnoha násobků nezávislých náhodných hodnot, tj. k součtu geometrické řady:

$$\sum_{i=0}^{\infty} a^{2 \cdot i} = \frac{1}{1 - a^2} \quad (61)$$

Pro výstupní rozptyl daný pouze signálem n tak platí vztah:

$$D(y) = \frac{D(n)}{1 - a^2} = \frac{q^2/12}{1 - a^2} \quad (62)$$

Ke stejnému výsledku dojdeme i pro výstupní rozptyl, který by pocházel od signálu x . Uvedené úvahy nemůžeme použít v případě čisté integrace, kdy ve zpětné vazbě není žádná násobná konstanta. Zde ani nemá kvantování ve zpětné vazbě smysl. I tak bude výstupní rozptyl růst k nekonečnu, jelikož je šumem znehodnocen i vstupní signál. Integraci obvykle používáme v regulátorech, kde se dá očekávat, že případná odchylka výstupu regulátoru vlivem šumu vyvolá akční zásah, který vše vrátí zpět. Pro získání výstupního rozptylu by bylo nutné tedy analyzovat celý systém. Nicméně často může jít ve výsledku o systém, který je nelineární, nebo je natolik složitý, že jeho analýza je v podstatě nemožná. V regulátoru budou každopádně případné odchylky kompenzovány a proto je vhodné uvažovat výstupní šum s rozptylem, který dá jen bitové rozlišení výstupu.

Popsané závěry byly opět ověřeny simulací na systému dle blokového schématu na obrázku 20. Získané výsledky jsou v tabulce 4. Simulace byla provedena pro dva typy vstupních signálů. Prvním byl šum s rovnoměrným rozdělením v intervalu $(-0,125; 0,125)$. Druhým byl sinusový signál s amplitudou A_m a periodou N (počet vzorků). Výstupní kvadratická odchylka byla získána z 10^6 vzorků. V prostředním sloupci tabulky jsou vypočteny teoretické rozptyly výstupu a v krajním pravém sloupci jsou numericky určené střední kvadratické odchylky. Obě hodnoty se řádově shodují, nicméně je zde patrný jejich určitý rozdíl. Ten je způsoben volbou konstanty a , která je ve všech případech dána mocninou 2. Při násobení tak dochází pouze k bitovému posunu výsledku. Při násobení 0,25 dochází k posunu pouze o 2 bity. Po následném kvantování je aproximace výstupní chyby rovnoměrným rozdělením velmi hrubá. Pro jiné konstanty, které rozšíří počet jedniček za řádovou čárkou jsou výsledky simulace ve větší shodě.

Další nepříjemný jev, ke kterému může dojít na výstupu rekurzivního systému jsou tzv. „limitní cykly“. Jde o stabilní oscilace, které se objeví na výstupu jinak stabilního systému i v případě nulového buzení. Jejich příčinou jsou chyby vzniklé při zaokrouhlování, které se v průběhu rekurzivního algoritmu kumulují. Velikost a charakter limitní cyklu jsou ovlivněny hodnotami koeficientů, délkou slova, způsobem zaokrouhlování a předchozími hodnotami vstupu filtru. V případě systému 1. řádu, který je na obrázku 19 lze pro amplitudu limitního cyklu odvodit vztah [22]:

$$|y(n-1)| \leq \frac{0,5 \cdot q}{1 - |a|} \quad (63)$$

Pro hodnoty modulu koeficientu a , které jsou v blízkosti 1, roste amplituda limitního cyklu. Při použití rekurze s takovým koeficientem je proto třeba jev limitního cyklu uvažovat a zvážit jeho případné důsledky. Pro moduly, které mají hodnotu nižší než 0,5, limitní cykly nenastávají. Pokud je to nutné, existují metody, které mohou limitní cykly zcela eliminovat jako například „dither“ [20]. Zde se do systému se přidává další zdroj šumu, který má stejné rozdělení jako kvantizační šum. Díky tomu má chyba skutečně náhodné rozdělení a případný limitní cyklus je při rekurzi eliminován.

5.1.5 Chyba výsledku funkce více kvantovaných signálů

V řídicím algoritmu aktivního filtru, který je založený na PQ teorii [1], je nutné vypočítávat okamžitou hodnotu výkonu. Hodnota výkonu je dána součinem dvou signálů, kdy jeden odpovídá napětí a druhý proudu. Zřejmě rozptyl součinu dvou náhodných hodnot lze určit následujícím vztahem:

$$D(x \cdot y) = E(x^2 \cdot y^2) - E(x \cdot y)^2 \quad (64)$$

S uvážením vztahu pro kovarianci [21]

$$\text{cov}(x, y) = E[(x - E(x)) \cdot (y - E(y))] = E(x \cdot y) - E(x) \cdot E(y), \quad (65)$$

lze vztah (64) upravit do následující podoby:

$$D(x \cdot y) = \text{cov}(x^2, y^2) + (D(x) + E(x)^2) \cdot (D(y) + E(y)^2) - (\text{cov}(x, y) + E(x) \cdot E(y))^2 \quad (66)$$

Vzhledem k tomu, že předpokládáme, že chyby obou hodnot signálů jsou vzájemně nezávislé, bude výsledná kovariance nulová. Proto pro nezávislé hodnoty signálu dostaneme tento pro nás konečný výsledek:

$$D(x \cdot y) = D(x) \cdot D(y) + D(x) \cdot E(y)^2 + D(y) \cdot E(x)^2 \quad (67)$$

Mimo součinu stupních rozptylů jsou ve výsledném vztahu i součiny mezi rozptyly a kvadráty středních hodnot vstupních signálů. V našem případě střední hodnota signálu odpovídá přesné hodnotě (skutečné hodnotě, která není zatížena chybou) daného signálu. Je-li tento signál proměnný v čase, mění se s časem i velikost rozptylu. Maximální rozptyl získáme pro špičkovou hodnotu obou signálů. V případě intervalu vstupních hodnot $\langle -1; 1 \rangle$ a při zanedbání součinu rozptylů, který pro malé rozptyly v porovnání se středními hodnotami vyjde malý, lze maximální rozptyl výsledku součinu aproximovat jako součet rozptylů vstupních proměnných:

$$D(x \cdot y)_{max} \approx D(x) + D(y), \text{ pokud platí } x \in \langle -1; 1 \rangle \wedge y \in \langle -1; 1 \rangle \quad (68)$$

Minimální rozptyl nastane v případě nulových hodnot signálů resp. hodnot skutečných signálů, které budou blízké nule a vlivem kvantování budou vyjádřeny jako nulové:

$$D(x \cdot y)_{min} = D(x) \cdot D(y) \quad (69)$$

Součin náhodných veličin není příliš vhodné kvantovat. Při nízkých hodnotách signálů tím můžeme značně zvýšit střední kvadratickou chybu. Zřejmě také platí, že pokud se někde v algoritmu mají násobit dva signály, je to třeba udělat v místě, kde je jejich rozptyl v porovnání se špičkovou hodnotou signálu minimální. Obvykle to bývá přímo na začátku výpočtu.

Rozptyly výsledků jiných funkcí není až tak jednoduché určit jako v případě součinů. Můžeme však použít aproximační vztah, který je často využíván při určování nejistoty měření. Funkci náhodné proměnné x lze vyjádřit Taylorovým polynomem (nebo také Taylorovou řadou) v bodě její střední hodnoty $E(x)$:

$$y = g(x) = g(E(x)) + \sum_{i=1}^{\infty} (x - E(x))^i \cdot \frac{1}{i!} \cdot \frac{d^i}{dx^i} g(E(x)) \quad (70)$$

Pokud je odchylka $(x - E(x))$ dostatečně malá v porovnání s výsledkem funkce $g(E(x))$, je vhodné zanedbat vyšší mocniny řady a závislost aproximovat přímkou:

$$y = g(x) = g(E(x)) + (x - E(x)) \cdot \frac{d}{dx} g(E(x)) \quad (71)$$

Tím dojdeme k důležitým aproximačním vztahům pro střední hodnotu a rozptyl výsledku:

$$E(y) = E(g(x)) \approx E \left(g(E(x)) + (x - E(x)) \cdot \frac{d}{dx} g(E(x)) \right) = g(E(x)) \quad (72)$$

$$D(y) = D(g(x)) \approx D \left(g(E(x)) + (x - E(x)) \cdot \frac{d}{dx} g(E(x)) \right) = \left(\frac{d}{dx} g(E(x)) \right)^2 \cdot D(x) \quad (73)$$

Pro funkci více náhodných proměnných lze za předpokladu jejich vzájemné nezávislosti dojít k podobným výsledkům s parciálními derivacemi:

$$E(y) \approx g(E(x_1), E(x_2), \dots, E(x_n)) \quad (74)$$

$$D(y) \approx \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial}{\partial x_i} g(E(x_i)) \right)^2 \cdot D(x_i) \quad (75)$$

	Funkce	Výsledný rozptyl	Výsledný variační koeficient
1	$x \cdot y$	$(E(x) \cdot E(y))^2 \cdot \left(\frac{D(x)}{E(x)^2} + \frac{D(y)}{E(y)^2} \right)$	$\sqrt{v_x^2 + v_y^2}$
2	$\frac{x}{y}$	$\left(\frac{E(x)}{E(y)} \right)^2 \cdot \left(\frac{D(x)}{E(x)^2} + \frac{D(y)}{E(y)^2} \right)$	$\sqrt{v_x^2 + v_y^2}$
3	$\frac{1}{x}$	$\frac{1}{E(x)^2} \cdot \frac{D(x)}{E(x)^2}$	v_x
4	x^2	$4 \cdot E(x)^2 \cdot D(x)$	$2 \cdot v_x$
5	$x^2 + y^2$	$4 \cdot E(x)^2 \cdot D(x) + 4 \cdot E(y)^2 \cdot D(y)$	
6	$\frac{1}{x^2 + y^2}$	$\frac{4 \cdot E(x)^2 \cdot D(x) + 4 \cdot E(y)^2 \cdot D(y)}{(E(x)^2 + E(y)^2)^4}$	
7	$\sin(x)$	$\cos^2(E(x)) \cdot D(x)$	
8	$\cos(x)$	$\sin^2(E(x)) \cdot D(x)$	

Tabulka 5: Aproximace rozptylů některých funkcí náhodných proměnných, které jsou využívány v programu aktivního filtru a dále popisovaných algoritmů

Důležité je, že vztahy (72) až (75) lze použít pouze v případech, kdy jsou odchylky náhodných proměnných velmi malé v porovnání se střední hodnotou výsledku. Na to je třeba dávat pozor při každém použití těchto vztahů. V tabulce 5 jsou odvozené aproximace některých vztahů, které jsou používány dále v algoritmech. Za povšimnutí stojí dvě věci. Pokud srovnáme vztah pro rozptyl součinu na prvním řádku tabulky a vztah pro kvadrát náhodné proměnné na čtvrtém řádku, zjistíme, že si po dosazení $E(x) = E(y)$ a $D(x) = D(y)$ neodpovídají. Důvodem je, že u součinu předpokládáme nezávislost náhodných veličin, zatímco v případě kvadrátu je korelace náhodných veličin vstupujících do součinu rovna 1. Druhou věcí je, že ve všech případech je výsledný rozptyl závislý na střední hodnotě vstupujících veličin. Zřejmě je v takovém případě nutné být velice opatrný při volbě bitových rozsahů a pokud možno provádět kvantování jen pokud je to nezbytné.

Pro příklad si můžeme vzít implementovaný výpočet kompenzačního proudu v programu paralelního aktivního harmonického filtru. Ten je definován následujícím vztahem:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -\tilde{p} \\ -q \end{pmatrix} \quad (76)$$

Analýza uvedeného vztahu je relativně obtížná. Zde se omezíme na speciální případ průběhů fázových napětí a proudů v síti. Předpokládejme, že napětí v síti jsou sinusová, symetrická a průběh proudu obsahuje určité množství harmonických. Pak hodnota zvlněné části aktivního výkonu \tilde{p} je nulová a součet kvadrátů transformovaných napětí u_α a u_β je konstantní. Zároveň rozptyly obou těchto veličin mají stejnou hodnotu, jelikož oba signály jsou převedeny stejným A/D převodníkem. Pro variační koeficient jmenovatele zlomku ve vztahu (76) tak lze dle výsledku na 5. řádku tabulky 5 získat:

$$D(u_\alpha) = D(u_\beta) = \sigma^2 \quad (77)$$

$$v(u_\alpha^2 + u_\beta^2) = \sqrt{\frac{D(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}{(E(u_\alpha)^2 + E(u_\beta)^2)^2}} = \sqrt{4 \cdot \frac{\sigma^2}{E(u_\alpha)^2 + E(u_\beta)^2}} \quad (78)$$

Jmenovatel rovnice(78) zůstává za dříve uvedených podmínek konstantní. Proto se nemění ani výsledný variační koeficient. Pro kompenzační složku proudu α tak při nulovém aktivním výkonu získáváme rovnici:

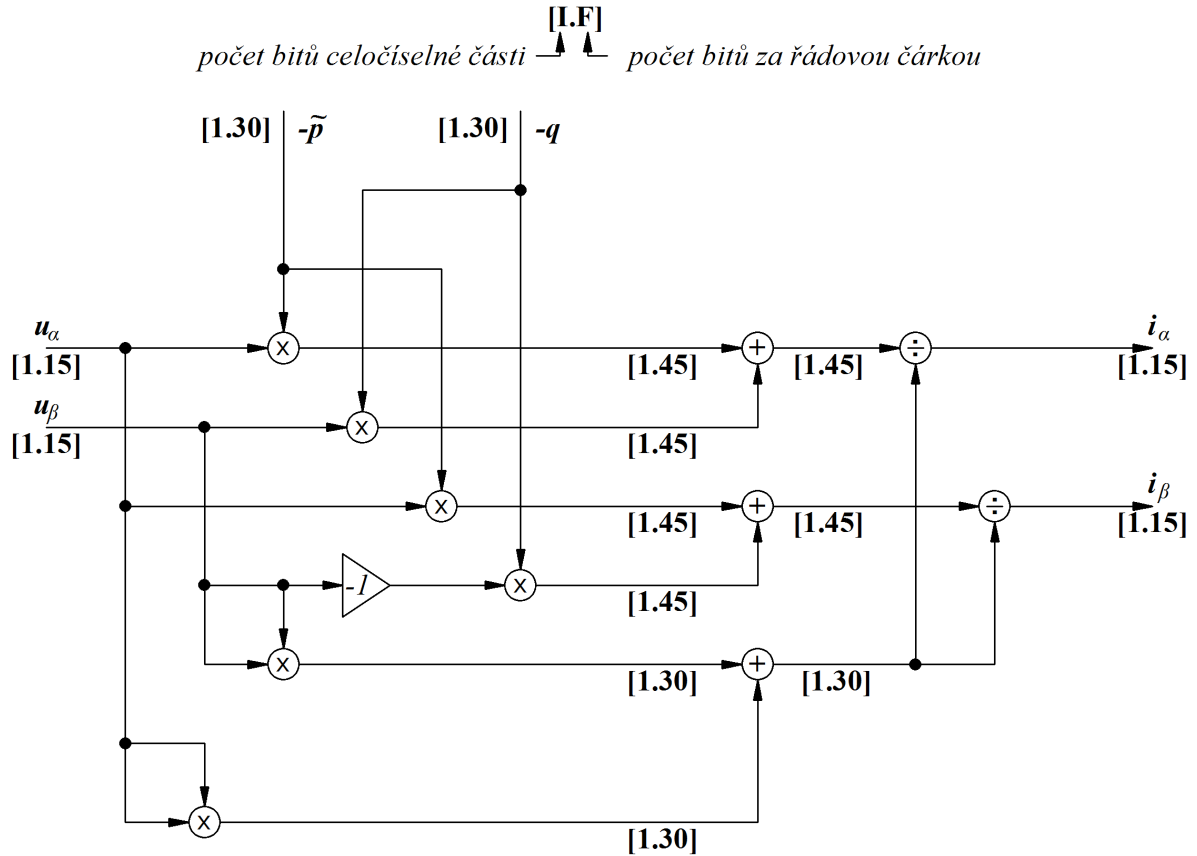
$$i_\alpha = \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot (-q)$$

Pokud neprovádíme kvantování mezivýsledků, pak dle tabulky 5 můžeme určit hodnotu výsledného variančního koeficientu:

$$v(i_\alpha) = \sqrt{v(u_\beta)^2 + v(q)^2 + v(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}$$

Ted' je již jasné, že výsledný varianční koeficient bude vždy vyšší než je varianční koeficient napětí u_β a že chyba je v každém okamžiku úměrná střední hodnotě. Pokud budeme kvantovat mezivýsledky, tak tím velmi zvýšíme rozptyl výsledku především v případě nízkých středních hodnot. Jediný výsledek, pro který má kvantování smysl, je výpočet kompenzačních proudů. Zde bude aditivní přírůstek rozptylu nejnižší. Pochopitelně je třeba zdůraznit, že výsledné vztahy jsou pouze aproximací skutečnosti, která je dostatečná jen pro malé odchylky náhodných veličin od střední hodnoty. Pro větší odchylky v porovnání se střední hodnotou bychom museli zvolit mnohem komplikovanější řešení. Příkladem by mohly být vzorky vstupních signálů (střední hodnoty), které nabývají hodnot blízkých nule. Zřejmě však již lze vytušit, že tam bude rozptyl výsledku blízký rozptylu, který je dán pouze kvantováním výstupu. Nepředpokládáme totiž významnou změnu hodnoty jmenovatele vztahu (76) a výsledný rozptyl je tedy dán především rozptylem součinu, který jsme přesně odvodili vztahem (67). Ten se jasně snižuje s klesající hodnotou středních hodnot vstupů.

Úspory v bitových rozsazích bez významného ovlivnění výsledku by bylo možné dosáhnout v případě jmenovatele vztahu (76). Zde se totiž dá předpokládat určitá neměnná minimální hodnota rozptylu. Nicméně v cílové aplikaci [8] nebyl kvantován ani tento mezivýsledek. Blokové schéma výpočtu i s nastavenými bitovými rozsahy je na obrázku 21.



Obrázek 21: Výpočet kompenzačních proudů z transformovaných napětí a filtrovaných výkonů s naznačenými bitovými rozsahy

5.2 Výpočet střední hodnoty

Důležitou součástí algoritmu řízení harmonického filtru, který je založen na teorii okamžitého výkonu, je výpočet střední hodnoty signálů. V knize [1] řeší autoři tento úkol pomocí filtrů s nekonečnou impulsní odezvou (IIR). Jak bude dále ukázáno, může být implementace takových filtrů v pevné řádové čárce dosti komplikovaný úkol. Proto byly zkoušeny i alternativní výpočty, které jsou založeny na filtrech s konečnou impulsní odezvou (FIR). Jako velmi zajímavá alternativa byl zkoumán také výpočet střední hodnoty s filtry CIC. Výsledky tohoto úsilí byly prezentovány v práci [23].

5.2.1 Filtry IIR

Filtry s nekonečnou impulsní odezvou (IIR) jsou číslicovou obdobou analogových filtrů. Jejich přenos je určen racionální lomenou funkcí:

$$H(z) = \frac{a_M \cdot z^M + \dots + a_1 \cdot z + a_0}{b_N \cdot z^N + \dots + b_1 \cdot z + b_0}, \quad (79)$$

Čitatel určuje koeficienty nerekurzivní části filtru a jmenovatel představuje koeficienty rekurzivní části filtru. M resp. N jsou v rovnici (79) řády polynomu čitatele resp. jmenovatele. Obvykle platí, že $M \leq N$. Rekurzivní část přenosové funkce vytváří nekonečnou impulsní odezvu filtru a zároveň umožňuje rychlé změny přenosu v závislosti na frekvenci. Díky ní lze dosáhnout i při nízkých řádech polynomů přenosové funkce rychlého přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem. Zároveň však může být zdrojem nestability.

Základní podmínkou stability číslicových filtrů je, že kořeny jmenovatele přenosové funkce (póly) leží v z-rovině uvnitř jednotkové kružnice.

Při návrhu filtrů IIR se využívá podobnosti jejich přenosových funkcí s analogovými filtry. Proto je nejdříve navržen analogový prototyp přenosové funkce v p-rovině, který je následně vhodnou transformací převeden na přenosovou funkci v z-rovině. Často užívanými transformačními metodami jsou „invariantní impulsní odezva“ a „bilineární transformace“. Prototypy přenosových funkcí se navrhují obvyklými postupy aproximace požadované frekvenční charakteristiky. Pro určení střední hodnoty se výhradně používá filtr typu dolní propust, který obvykle vychází z přenosové funkce získané Butterworthovou nebo Čebyševovou aproximací. Výhodou těchto dvou aproximací je neklesající útlum v nepropustném pásmu.

Podobně jako tomu je u analogových filtrů, má mezní frekvence významný vliv na hodnoty koeficientů přenosové funkce. Koeficienty číslicového filtru IIR jsou ovlivňovány poměrem mezní a vzorkovací frekvence. Jelikož frekvence sítě je 50 Hz a obvyklá vzorkovací frekvence se pohybuje v rozmezí jednotky až desítky kHz, vychází tento poměr zhruba v intervalu $\langle 0, 0001; 0, 01 \rangle$. Příklad hodnot koeficientů pro Butterworthovu aproximaci a v daném intervalu mezních frekvencí je uveden v tabulce 6. Dané výsledky byly získány pomocí softwaru MATLAB. V tabulce jsou uvedeny pouze koeficienty pro filtr 3. řádu. Pro vyšší řády filtrů, které již nejsou součástí tabulky, vycházejí hodnoty koeficientů čitatele ještě nižší a kořeny jmenovatele se více přibližují jednotkové kružnici.

Hlavní nevýhoda filtrů IIR je právě v jejich konečné implementaci. V projektech souvisejících s touto prací byla většina programů s výpočty filtrů realizována v pevné řádové čárce. Zřejmě realizace IIR filtru střední hodnoty s koeficienty z tabulky 6 je obtížná hned z několika důvodů. Předně hodnoty koeficientů čitatele přenosové funkce jsou velmi malé. Pro zobrazení čísel s řády 10^{-9} je nutné více jak 30 bitů vyjadřujících zlomkovou část čísla. Dalším problémem jsou kořeny jmenovatele, které jsou velice blízko jednotkové kružnici. Z toho důvodu je nutné vyjadřovat všechny koeficienty s velkou přesností, což přináší další nárůst délky registrů. Nakonec dynamický rozsah registrů musí být dostatečný i pro zobrazení celočíselné části koeficientů jmenovatele a jejich součinnů se vzorky filtrovaného signálu. Je jasné, že stabilní a spolehlivé filtry s koeficienty z 1. nebo 2. řádku tabulky 6 jsou při 16bitových nebo 32bitových registrech v aritmetice s pevnou řádovou čárkou v podstatě nerealizovatelné.

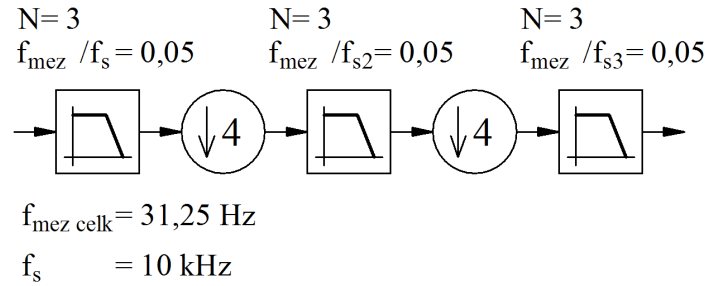
V případě aritmetiky s plovoucí řádovou čárkou je situace podobná. Zobrazení čísel s řádovými rozdíly zde nečiní potíže. Ty nastávají, až když jsou podobná čísla výsledkem určité mezioperace a mají být ve výpočetním algoritmu IIR filtru sečtena. V jednoduché přesnosti je k dispozici pouze 24 bitů mantisy a do nich se musí vejít výsledek součtu. Sčítání čísel mezi nimiž je více jak 6 řádů rozdíl je už zatíženo velkou chybou. V krajním případě je výsledek roven většímu z obou čísel.

Jednou z možností jak tento problém řešit je použití decimace, tj. snížení frekvence určitým dělitelem a řazení několika filtrů za sebe tak, jak je to na obrázku 22. V tomto případě je možné použít filtry, které mají vyšší poměr mezi mezní a vzorkovací frekvencí, kde již nejsou tak vysoké nároky na přesnost koeficientů (viz tabulka 6). Na druhou stranu zde přibývá problém s možným aliasingem a výsledné uskupení má mnohem vyšší nároky na paměť a dobu zpracování.

Pochopitelně program aktivního harmonického kondicionéru vyžaduje nedecimovaný údaj o střední hodnotě výkonu. To lze zajistit jednoduchou interpolací decimovaného průběhu schodovitou funkcí. Doposud provedené pokusy naznačují, že takové řešení je pro chod programu dostačující.

f_{mez}/f_s	Koef. čitatele	Koef. jmenovatele	Kořeny jm.
0,0001	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,124 \cdot 10^{-9}$ $a_0 = 0,1239 \cdot 10^{-9}$	$b_3 = 1$ $b_2 = -2,999$ $b_1 = 2,998$ $b_0 = -0,999$	$0,9997 \pm j0,0005$ 0,9994
0,001	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,1235 \cdot 10^{-6}$ $a_0 = 0,123 \cdot 10^{-6}$	$b_3 = 1$ $b_2 = -2,987$ $b_1 = 2,975$ $b_0 = -0,988$	$0,9968 \pm j0,0054$ 0,9937
0,01	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,1189 \cdot 10^{-3}$ $a_0 = 0,114 \cdot 10^{-3}$	$b_3 = 1$ $b_2 = -2,874$ $b_1 = 2,757$ $b_0 = -0,882$	$0,9676 \pm j0,0527$ 0,9391
0,05	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,0125$ $a_0 = 0,0101$	$b_3 = 1$ $b_2 = -2,377$ $b_1 = 1,933$ $b_0 = -0,534$	$0,8232 \pm j0,2297$ 0,7304
0,1	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,0797$ $a_0 = 0,0526$	$b_3 = 1$ $b_2 = -1,783$ $b_1 = 1,2$ $b_0 = -0,2846$	$0,6249 \pm j0,3781$ 0,5335
0,15	$a_3 = 0$ $a_2 = 0$ $a_1 = 0,2117$ $a_0 = 0,1138$	$b_3 = 1$ $b_2 = -1,245$ $b_1 = 0,723$ $b_0 = -0,152$	$0,4276 \pm j0,4548$ 0,3897

Tabulka 6: Koeficienty IIR filtru - Butterworthova aproximace, $N=3$, poměr mezní a vzorkovací frekvence v intervalu $\langle 0,0001; 0,15 \rangle$



Obrázek 22: Blokové schéma IIR filtru střední hodnoty s decimací

5.2.2 Filtry FIR

Filtry FIR (Finite Impulse Response) jsou filtry s konečnou impulsní odezvou. Přenosová funkce těchto filtrů neobsahuje rekurzivní část a její koeficienty jsou rovny hodnotám impulsní odezvy v jednotlivých vzorcích:

$$H(z) = a_{N-1} \cdot z^{N-1} + \dots + a_1 \cdot z + a_0 \quad (80)$$

Tyto filtry mají řadu výhod. Filtry se symetrickou nebo antisymetrickou impulsní charakteristikou vykazují konstantní skupinové zpoždění (lineární fázi). Jelikož neobsahují rekurzivní část, jsou vždy stabilní. Efekt konečné délky slova má menší vliv na výslednou frekvenční charakteristiku, než je tomu v případě IIR filtrů. Na druhou stranu k dosažení týchž útlumů a přechodových pásem filtru je nutný mnohem vyšší řád polynomu přenosové funkce než je tomu u filtrů IIR.

Nejjednodušší strukturou filtrů FIR je filtr klouzavých průměrů. Přenosová funkce je následujícího tvaru:

$$H(z) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} z^{-i} \quad (81)$$

Jak bude uvedeno dále, výhodnost tohoto typu filtru je v jeho relativně snadné implementaci. Jde především o fakt, že všechny koeficienty jsou stejné a rovné $1/N$.

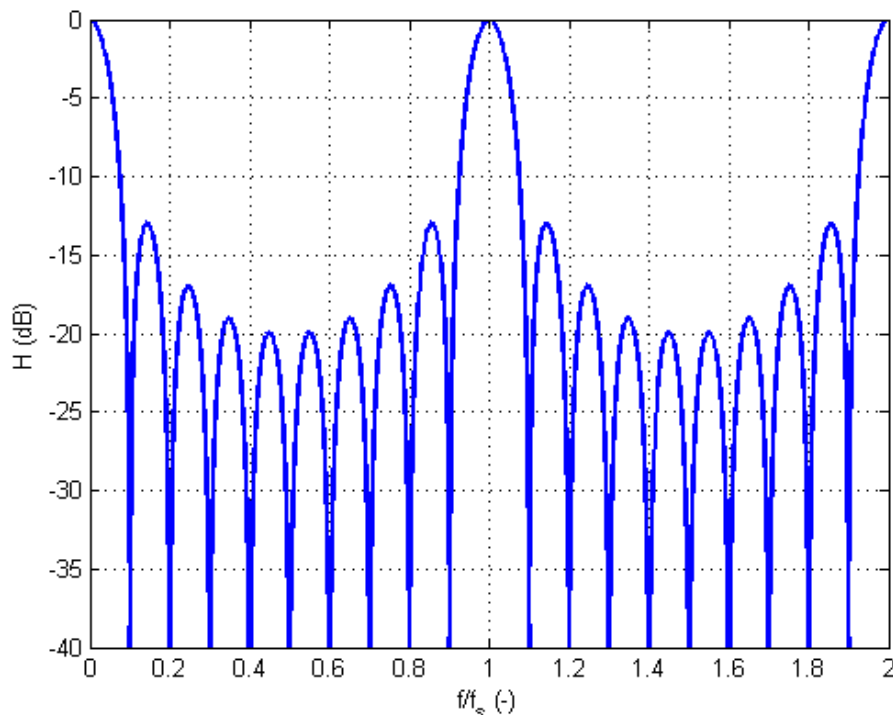
V případě filtru střední hodnoty je žádoucí, aby byl průměr vypočítáván přesně přes celou periodu měřeného signálu. Při neměnném řádu filtru to lze zajistit pouze v případě, že vzorkovací frekvence bude celočíselným násobkem frekvence měřeného signálu. Tím budou zajištěny na všech harmonických frekvencích měřeného signálu nuly přenosu. Zároveň se tak zvýší odolnost číslicového zpracování vůči aliasingu, jelikož nuly přenosu se budou opakovat na symetrických pozicích i za Nyquistovou frekvencí. Harmonické, které se v tomto smyslu nepříznivě projeví, budou jen ty se vzorkovací frekvencí a jejími násobky. Pro lepší představu je tento efekt ukázán na obrázku 23, kde je příklad filtru klouzavého průměru pro $N = 10$.

Velkou nevýhodou filtru klouzavých průměrů jsou paměťové nároky. Aby byl zajištěn výpočet přes celou periodu měřeného signálu, musí být řád filtru roven podílu vzorkovací frekvence f_s a frekvence měřeného signálu f :

$$N = \frac{f_s}{f} \quad (82)$$

V případě aktivního harmonického kondicionéru má měřený signál síťový kmitočet³.

³Ve skutečnosti je kmitočet okamžitých výkonů dvojnásobný. Síťový kmitočet je uvažován z toho důvodu, že stejný filtr lze využít i k odstranění nežádoucí stejnosměrné složky, která se může objevit



Obrázek 23: Amplitudová frekvenční charakteristika filtru klouzavých průměrů pro $N = 10$, odpovídá funkci $\sin(x)/x$

Za předpokladu vzorkovací frekvence například 20 kHz, je nutné v paměti programu uchovávat 399 vzorků minulých hodnot.

Další nepříjemnou vlastností je nízké potlačení postranních laloků (nepropustné pásmo). Pokud se v napájecím systému vyskytují signály, které mají jinou frekvenci než je frekvence některé harmonické, nemusí být dostatečně potlačeny. Vyšších útlumů lze dosáhnout kaskádním řazením jednotlivých filtrů klouzavých průměrů. Nicméně tím také značně narůstají paměťové nároky.

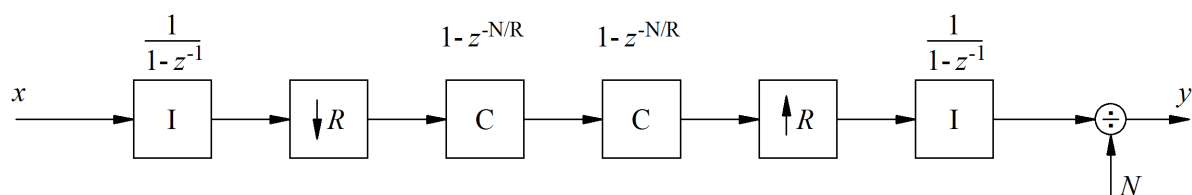
5.2.3 Filtry CIC

Z hlediska paměťových nároků je pro výpočet střední hodnoty nejvhodnější filtr, který je v anglické literatuře nazývaný Cascaded Integrator-Comb (dále CIC). Název odpovídá faktu, že tento typ filtru se používá jako kaskáda integračních a hřebenových filtrů. Zapojení filtru vychází z rekurentního výpočtu klouzavého průměru. Přenosová funkce klouzavého průměru je dána částečným součtem:

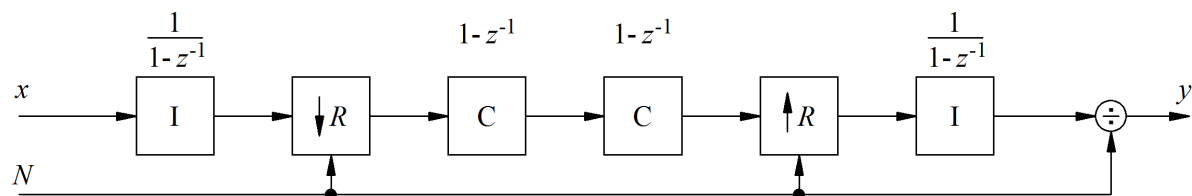
$$H(z) = \frac{y}{x} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} z^{-i} = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (83)$$

Výsledek vztahu (83) lze chápat jako součin přenosové funkce integrátoru a hřebenového filtru. S tímto předpokladem však narostl počet paměťových prvků z původních $(N - 1)$ na $(N + 1)$. Úspory paměti však lze dosáhnout použitím tohoto filtru v kombinaci s decimací vzorkovací frekvence faktorem R . Decimace se zařazuje mezi integrátor a hřebenový filtr. Pro původní vzorkovací frekvenci se frekvenční charakteristika klouzavého průměru nezmění. Řád hřebenového filtru lze snížit na hodnotu N/R . Je zřejmé, že výpočet

v signálech z měřicích členů síťových napětí a proudů.



(a) Filtr s nedecimovanou výstupní vzorkovací frekvencí



(b) Filtr s nedecimovanou výstupní frekvencí a možností změny šířky okna plovoucího průměru

Obrázek 24: Zapojení CIC filtru pro výpočet plovoucího průměru z N vzorků

výstupní hodnoty se ve výsledné struktuře zjednodušil pouze na sčítání (odčítání) vzorků. Násobení koeficientem $1/N$ lze provádět na výstupu CIC decimátoru, tj. již na snížené frekvenci.

Pro účely programu aktivního harmonického kondicionéru lze volit $N = R$. Ve výsledné struktuře jsou pak filtry pouze 1. řádu a daná struktura má minimální paměťové nároky. Protože je však hodnota N zároveň rovna počtu vzorků v jedné periodě vstupního signálu, je údaj o jeho střední hodnotě k dispozici jen jednou za dobu této periody. Proto je vhodné výstup interpolovat schodovitou funkcí. K tomu lze využít podobnou strukturu CIC s prohozením pořadí bloků hřebenového filtru a integračního článku (viz obrázek 24a). Při požadavku na vyšší útlum postranních laloků lze opět řadit jednotlivé sekce filtrů za sebou. V případě výskytu signálů na jiných než harmonických frekvencích je toto řešení na místě, protože po zavedení decimace opět významně hrozí vliv aliasingu.

Zřejmě předpokládaný výpočet průměru počítá s tím, že nuly přenosu se budou vždy nacházet na frekvencích harmonických. Proto je vhodné celé schéma decimace-filtrace-interpolace přizpůsobovat aktuální frekvenci. Pokud je v řídicím systému již přítomen fázový závěs nebo jiný systém, kterým je měřena frekvence základní harmonické, pak je tento úkol pro programátora velice jednoduchý. Zřejmě takto nelze zajistit vždy přesně shodu polohy nul a frekvence harmonických. K tomu by musela být vždy splněna následující podmínka:

$$N = R = f_s / f_1 \quad (84)$$

V rovnici (84) je f_1 základní harmonická frekvence a f_s je vzorkovací frekvence. Jelikož N i R jsou celá čísla, je splnění uvedeného vztahu spíše výjimečné. Nicméně vzhledem k běžným poměrům vzorkovací a základní frekvence bývá odchylka malá a útlum harmonických zůstává vysoký. Výsledné schéma, které bylo použito v programu aktivního harmonického filtru je na obrázku 24b.

5.2.4 Porovnání filtrů střední hodnoty

Filtry střední hodnoty byly implementovány pomocí programu LabView do hradlového pole platformy CompatRIO. Byly srovnávány především vlastnosti filtru CIC s filtrem IIR s dvojnásobnou decimací 4. Frekvenční charakteristiky sekcí filtru IIR na jednotlivých

vzorkovacích kmitočtech jsou zobrazeny na obrázku 25. Charakteristika CIC filtru na ne-decimované vzorkovací frekvenci pro $N = 400$ je na obrázku 26. IIR filtr byl navržen a zkoušen pro vzorkovací frekvenci 10 kHz, zatímco CIC decimátor byl odzkoušen pro vzorkovací frekvenci 20 kHz. Vstupní i výstupní délka slova obou filtrů byla 32 bitů. V případě IIR filtru byly některé mezivýsledky počítány v 64bitové přesnosti. Výsledky překladů jsou uvedeny v tabulce 7. První řádek tabulky se týká překladu pouze základní struktury zkušebního programu bez filtrů.

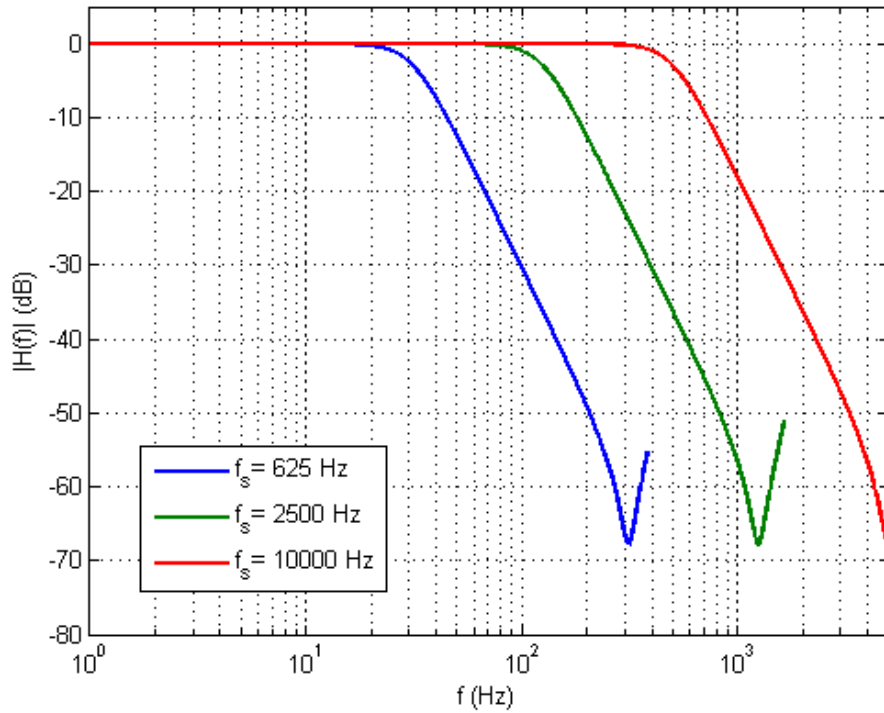
Sloupce tabulky mají názvy v souladu s výpisem zprávy po překladu. Údaj „Total Slices“ odpovídá počtu využitých programovatelných logických prvků, které jsou tvořeny generátory logické funkce (LUT - Look-Up Tables) a klopnými obvody (Flip Flops). Pro porovnání náročnosti obou implementací postačuje sloupec „Total Slices“, který udává celkový počet využitých logických buněk na hradlovém poli.

Program	Total Slices	Flip Flops	Total LUT
Testovací program	2,7% 778 z 28800	2,1% 599 z 28800	2,4% 680 z 28800
IIR filtr s decimací	36,9% 10629 z 28800	10,3% 2960 z 28800	35,6% 10265 z 28800
CIC decimátor	4,5% 1285 z 28800	3,4% 987 z 28800	3,5% 1003 z 28800

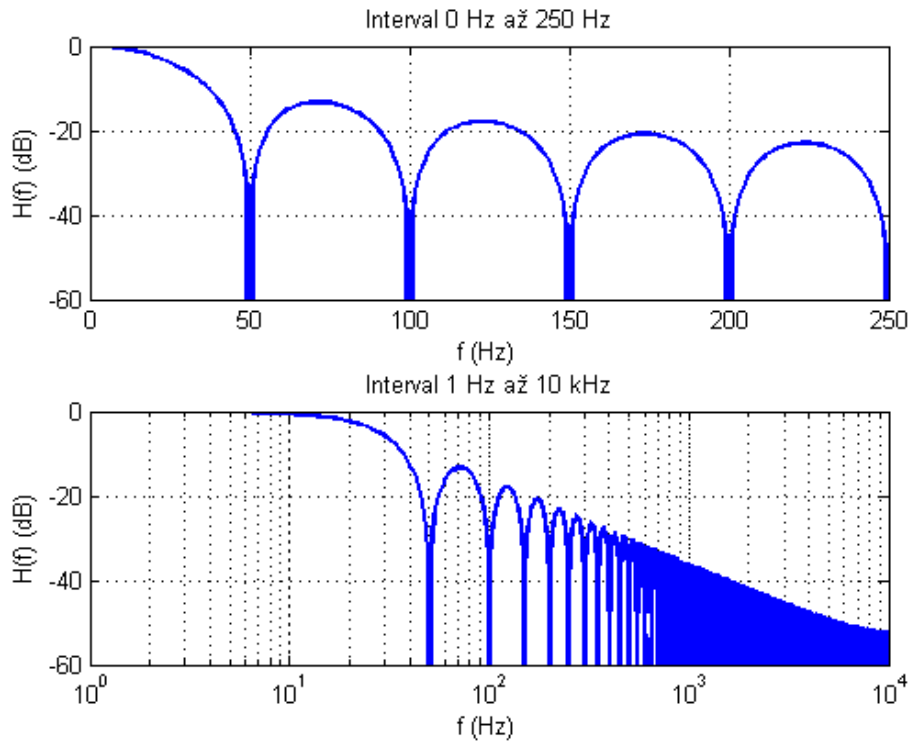
Tabulka 7: Výsledek překladu testovaných programů pro hradlové pole

Ačkoliv použití IIR filtru s decimací může být v jistém ohledu výhodnější, je z výsledků překladů programů patrné, že zabírá mnohonásobně více prostředků FPGA v porovnání s CIC decimátorem. To byl také hlavní důvod proč nebylo možné tento typ filtru v programu aktivního harmonického kondicionéru použít. IIR filtr má po decimaci vyšší vzorkovací kmitočet, tudíž je střední hodnota aktualizována v kratších intervalech. Nicméně skupinové zpoždění pro nízké hodnoty frekvencí je u obou filtrů zhruba stejné a rovné 0,01 s, což je teoreticky minimální doba, za kterou je možné získat správný údaj o střední hodnotě výkonu po její změně.

Z hlediska dynamického chování aktivního filtru je výhodnější konečná impulzní odezva. Přechodné děje tak mají vždy definovanou dobu trvání. Filtr IIR si zachovává vysoký útlum v širokém pásmu frekvencí. Charakteristika CIC filtru je ve stejném pásmu zvlněná a maxima laloků klesají mnohem pomaleji. Jak bylo uvedeno dříve, je daný filtr z toho důvodu navrhován tak, aby nuly přenosové funkce odpovídaly základní frekvenci a jejím násobkům. Pokud tento předpoklad nebude splněn, bude filtrovaný signál střední hodnoty výkonu obsahovat střídavou složku. Jelikož je výstup filtru navíc decimován až na frekvenci 50 Hz, bude mít tato složka na výstupu filtru kvůli aliasingu nízkou frekvenci a hlavně může dosahovat relativně velké amplitudy.



Obrázek 25: Charakteristiky jednotlivých sekcí IIR filtru řádu $N = 3$ na daných vzorkovacích frekvencích, mezní frekvence sekce je $f_{mez} = 31,25$ Hz pro vzorkovací frekvenci $f_s = 625$ Hz



Obrázek 26: Charakteristika filtru klouzavých průměrů pro $N = 400$ a vzorkovací frekvenci $f_s = 20$ kHz

5.3 Fázové závěsy

Fázové závěsy se využívají při synchronizaci dvou signálů. Jeden signál je obvykle generovaný (může to být však i například výstup filtru typu pásmová propust u níž ladíme centrální frekvenci) a jeho frekvence a fáze se zavěšuje na frekvenci a fázi vstupního měřeného signálu. Obecné schéma fázového závěsu je na obrázku 27. Oscilátor generuje sinusový signál, jehož frekvence je úměrná úrovni vstupu ω . Pro sinusový vstupní průběh:

$$x = X_m \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t + \psi) = X_m \cdot \sin(\theta) \quad (85)$$

vychází pro vstupní odchylku PI regulátoru e vztah:

$$e = X_m \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) = \frac{X_m}{2} \cdot \sin(\theta - \varphi) + \frac{X_m}{2} \cdot \sin(\theta + \varphi) \quad (86)$$

V rovnicích (85) a (86) je X_m amplituda vstupního průběhu, θ je fáze vstupu a φ je výstupní fáze fázového závěsu (PLL - Phase Locked Loop). Výstupní fáze je výsledkem integrace výstupu regulátoru, který odpovídá úhlové frekvenci, podle času:

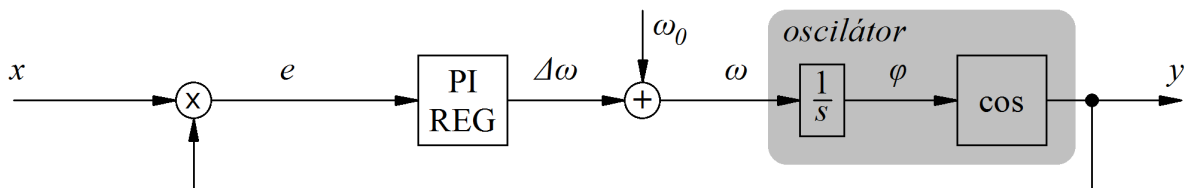
$$\varphi = \int \omega dt \quad (87)$$

První člen výsledku rovnice (86) postupně klesá k nule, jak se vzájemně oba signály dostávají do synchronizace. Frekvence kmitání odchylky, působená tímto členem je velmi nízká a díky této složce se celý závěs ladí. Druhý člen je přítomen i po naladění a výstupní odchylka bude po synchronizaci vždy kmitat s dvojnásobnou frekvencí vstupu a s poloviční amplitudou. Danou složku výsledku je nutné dostatečně filtrovat PI regulátorem, jinak dochází ke zkreslování výstupního sinusového průběhu. PI regulátor zřejmě významně ovlivňuje i stabilitu a dynamické vlastnosti celého algoritmu. Pro větší volnost při návrhu jeho parametrů je proto vhodné zbavit se trvalé kmitavé složky odchylky. Za cenu vyšší složitosti algoritmu toho lze dosáhnout použitím filtru nebo například algoritmem EPLL (viz kapitola 5.3.3).

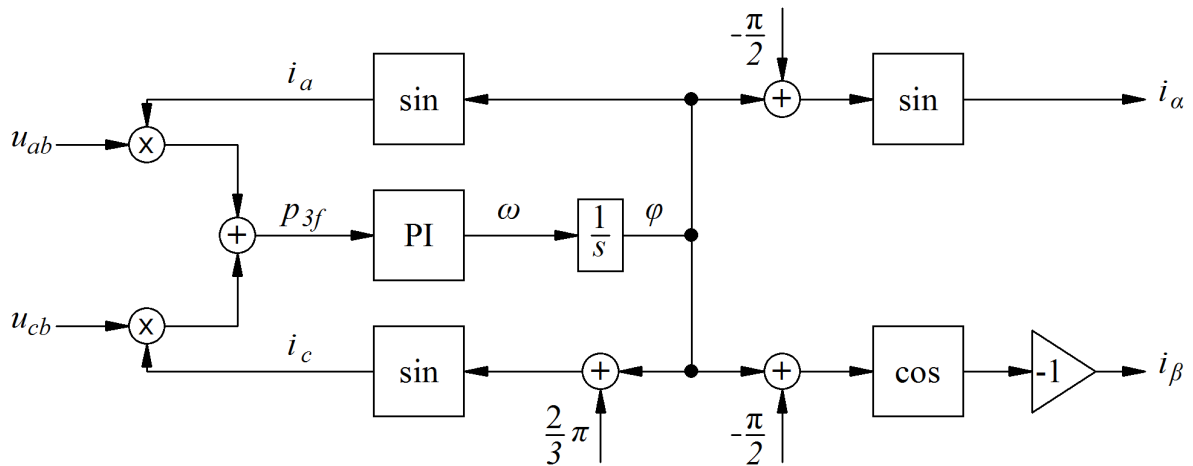
Hlavní nevýhoda všech fázových závěsů spočívá ve faktu, že se v algoritmu objevují obvykle goniometrické funkce. Ty jsou zde nutností, jelikož na jejich základě je vytvářen výstupní signál. Jednodušší fázové závěsy, které mají obdélníkový výstupní signál, jsou v řídicích systémech aktivních filtrů méně časté. Schéma výpočtu je stejné, ale vypočtená odchylka obsahuje další frekvenční složky, které je nutné filtrovat.

5.3.1 Fázový závěs využívající okamžité hodnoty výkonu

V publikaci [1] je fázový závěs nutný pro detekci sousledné symetrické složky (viz kapitola 5.4.1). K tomu účelu se využívá algoritmus na obrázku 28. Ladění frekvence je založené na jednoduché úvaze o okamžité hodnotě výkonu v 3f třívodičové síti. Ta je



Obrázek 27: Obecné blokové schéma fázového závěsu



Obrázek 28: Fázový závěs využívající okamžité hodnoty výkonu k získání základní frekvence vstupního signálu

definována následujícím výpočtem (89), který lze najít i v obrázku 28 na vstupu do PI regulátoru:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (88)$$

$$p_{3f} = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c = (u_a - u_b) \cdot i_a + (u_c - u_b) \cdot i_c \quad (89)$$

Průběhy fiktivních proudů i_a a i_c jsou sinusové. Tyto signály jsou generovány přímo ve struktuře fázového závěsu. Pokud je perioda generovaných sinusovek proudů blízká periodě vstupních napětí, pak okamžitá hodnota výkonu obsahuje pomalu se měnící složku. V případě, že si jsou periody rovny, pak se jedná o stejnosměrnou složku výkonu, která je rovna činnému výkonu. Její aktuální hodnota je dána především fázovým posuvem mezi základními harmonickými napětí a fiktivními proudy. V případě fázového posuvu přesně 90° je tento stejnosměrný posun roven nule. Vyšší harmonické složky napětí vytvářejí pouze superponovanou střídavou složku výkonu a stejně tak je tomu i v případě zpětné a netočivé symetrické složky.

Stejnosemerná složka výkon se mění s fázovým posuvem, který odpovídá funkci kosinus (odpovídá vztahu pro činný výkon). Nulová hodnota tohoto výkonu vychází pro úhly 90° a -90° . Zapojení fázového závěsu zaručuje, že jediným stabilním bodem náfázování je úhel 90° . V případě že fáze vzroste, respektive poklesne, vznikne záporná respektive kladná stejnosměrná složka okamžitého výkonu. Hodnota okamžitého výkonu vstupuje do PI regulátoru ve formě odchylky. Ve výsledku dochází ke zmenšení, respektive ke zvětšení úhlové frekvence a tím ke korekci fáze zpět na původní hodnotu. Stejný mechanismus však nefunguje v případě úhlu -90° . Zde s rostoucím úhlem roste stejnosměrná složka výkonu a naopak. Proto je tento úhel nestabilním bodem.

Nevýhodou tohoto algoritmu je právě periodická změna stejnosměrné složky výkonu. Při větším rozladění není zaručeno naladění správné úhlové frekvence. Pokud je nesymetrie signálů výrazná, pak je složka výkonu více zvlněná a nemusí být dostatečně tlumena PI regulátorem. Výstupní frekvence se tak periodicky mění, čímž dochází ke zkreslení průběhů obou proudů. V publikaci [1] byl algoritmus odzkoušen pro vstupní signály s nastavením dle tabulky 8 pro test A. Podrobnější popis chování fázového závěsu je uveden v příloze A, zde jsou uvedeny pouze na obrázcích 29 a 30 výstupní signály pro vstupy dle testu A a B. Regulátor obsahoval při obou testech pouze integrační část se ziskem

$K_I = 10^{-6}$. 2. harmonická složka je při testu použita jen z důvodu ověření odolnosti závěsu vůči jiným než základní frekvenci. Její výskyt nelze v síti vyloučit a její frekvence je nejbližší základní frekvenci. U testu A není pozorováno výrazně chybné chování výstupu, jelikož zde není nesymetrie příliš výrazná. Zpětná symetrická složka je u testu B více jak dvojnásobná v porovnání s testem A. Přestože byl zisk integračního regulátoru zvolen relativně malý, tak se při testu B změny okamžitého výkonu přenášejí nezanedbatelným způsobem na jeho výstup. Tím dochází ke zkreslení výstupních sinusovek, které je dobře patrné po ustálení fázového závěsu na obrázku 30.

Test	Sousledná složka		Zpětná složka		2. harmonická složka	
	Amplituda	Fáze	Amplituda	Fáze	Amplituda	Fáze
A	1	0	0,3	$\pi/2$	0,3	$\pi/2$
B	1	0	0,7	$-\pi/4$	0,3	$\pi/2$

Tabulka 8: Nastavení jednotlivých symetrických složek a harmonických při simulaci fázového závěsu dle literatury [1]

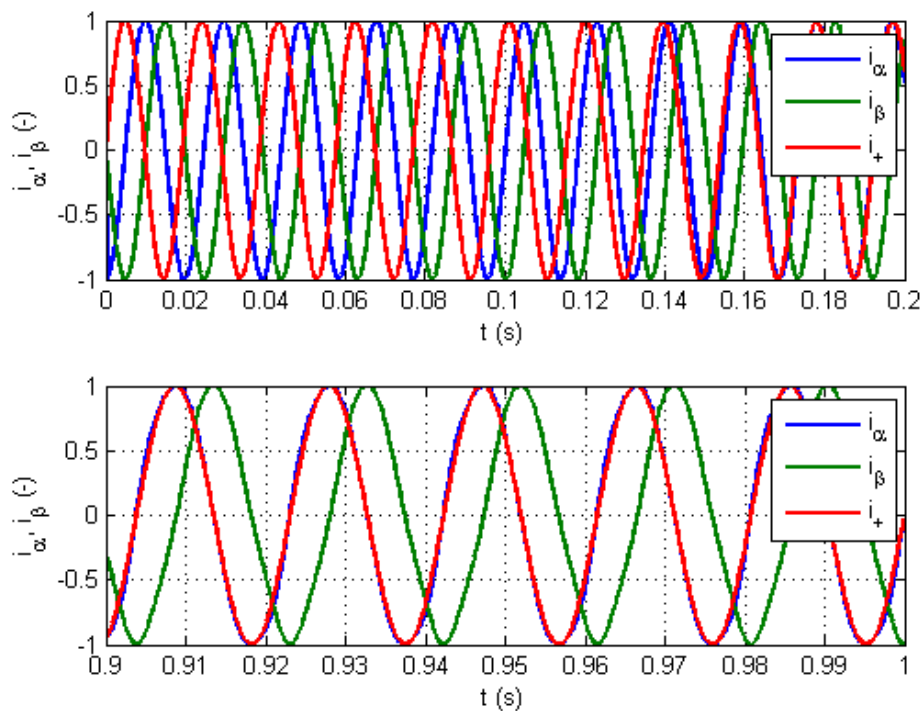
5.3.2 SRF-PLL (Synchronous Reference Frame PLL)

Algoritmus SRF-PLL je podobně jako fázový závěs v předešlé kapitole určen pro třífázové systémy. Původně byl v průběhu prací na aktivním harmonickém filtru určen jako přímá náhrada předešlého algoritmu. Pro symetrickou síť bez vyšších harmonických je po nalažení vstupní odchylka regulátoru nulová, proto je tento typ fázového závěsu velmi často využíván. Jeho principiální schéma je na obrázku 31. Vstupní odchylka je získávána jako výstup podélné d nebo příčné q složky (v obrázku je použita složka d) transformované soustavy. Při synchronní frekvenci rotují obě složky ve fázi s točivým magnetickým polem sítě a jejich amplituda se pro symetrickou síť bez harmonických nemění. Pokud je za stejných podmínek složka d přesně ve fázi s točivým magnetickým polem, pak je složka q rovna nule a opačně. Složková soustava je získávána pomocí Parkovy transformace:

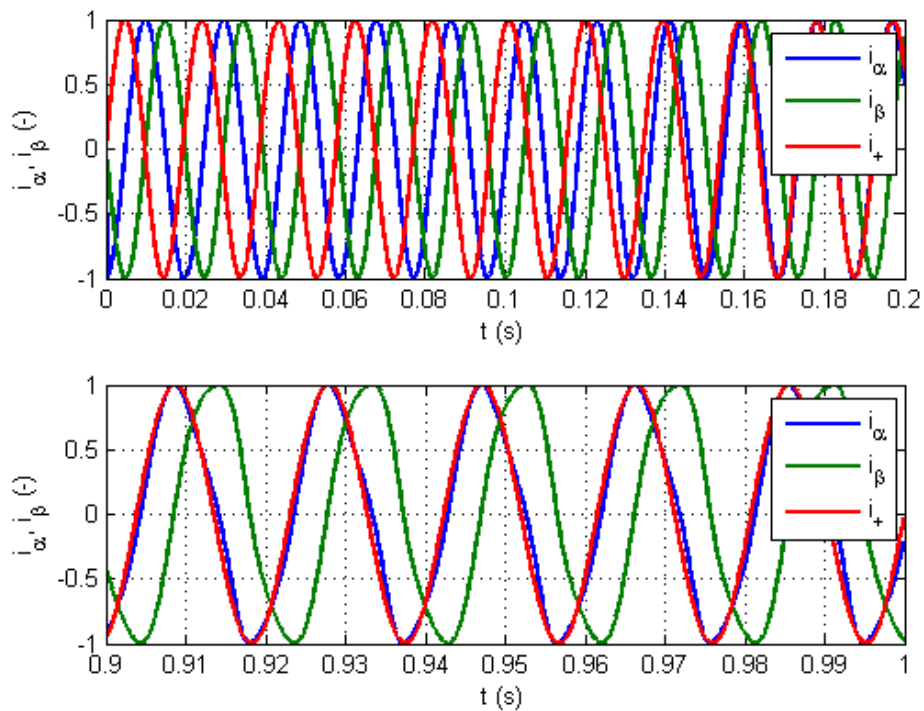
$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (90)$$

Úhel φ je definován vztahem (87). Zřejmě pro získání hodnoty frekvence je nutný pouze jeden řádek matice (90). Pokud třífázový systém není symetrický, nebo jsou v něm přítomné další harmonické složky, projeví se to časovou změnou hodnot výstupů d a q . Z toho důvodu se často před vstupem do regulátoru výstupní signál transformace dodatečně filtruje dolní propustí (v obrázku 31 je čárkovanou čarou). Pokud porovnáme výpočet vstupu regulátoru v algoritmu v kapitole 5.3.1 s právě prezentovaným algoritmem, zjistíme, že se jedná o stejný výpočet fiktivního výkonu. Je zvláštní, že se oba fázové závěsy běžně prezentují vedle sebe odděleně, ačkoliv se jedná o týž výpočet, provedený různými způsoby.

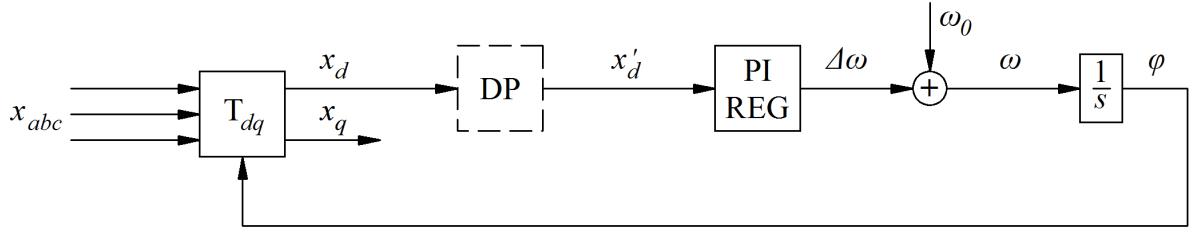
Výhodou oproti původnímu řešení je, že lze zmenšit počet potřebných goniometrických funkcí. Jelikož se jejich vyčíslení obvykle řeší pomocí algoritmu CORDIC, je pro stejný úhel vždy známa hodnota sinu i cosinu daného úhlu. Proto je možné fázový závěs z kapitoly 5.3.1 realizovat jen se třemi bloky daného výpočtu. Schéma na obrázku 32 vyžaduje určení pouze dvou cosinů různých úhlů. Při jeho použití v řídicím programu aktivního harmonického filtru je nutné ještě na výstup umístit Clarkové transformaci. Simulace



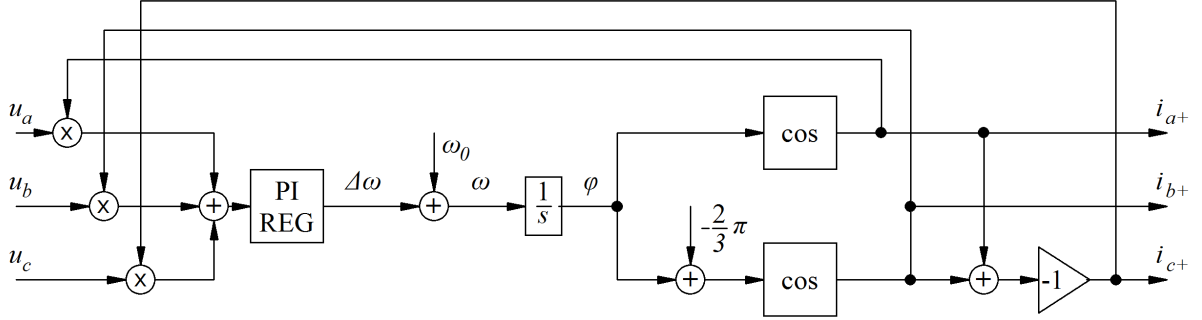
Obrázek 29: Výstupní signály fázového závěsu pro vstupní nesymetrii dle tabulky 8, test A



Obrázek 30: Výstupní signály fázového závěsu pro vstupní nesymetrii dle tabulky 8, test B



Obrázek 31: Blokové schéma fázového závěsu SRF-PLL



Obrázek 32: Upravený výpočet fázového závěsu SRF-PLL

výpočtu ověřila shodnost vlastností dříve uvedeného algoritmu a SRF-PLL. Přesto SRF-PLL nebyl nakonec implementován v cílovém řídicím programu. Pro stejný účel je totiž možné využít algoritmus filtru SOGI laděný pomocí AGC. Ten má podobné vlastnosti, avšak neobsahuje goniometrické funkce.

5.3.3 EPLL (Enhanced PLL)

EPLL je vylepšenou verzí algoritmu fázového závěsu, kde je potlačena kmitavá složka odchylky PI regulátoru a výstupní frekvence má vyšší stabilitu. Zpětná vazba obecného fázového závěsu je rozšířena dle obrázku 33. Pro vstupní signál daný rovnicí (85) vychází vstupní odchylka:

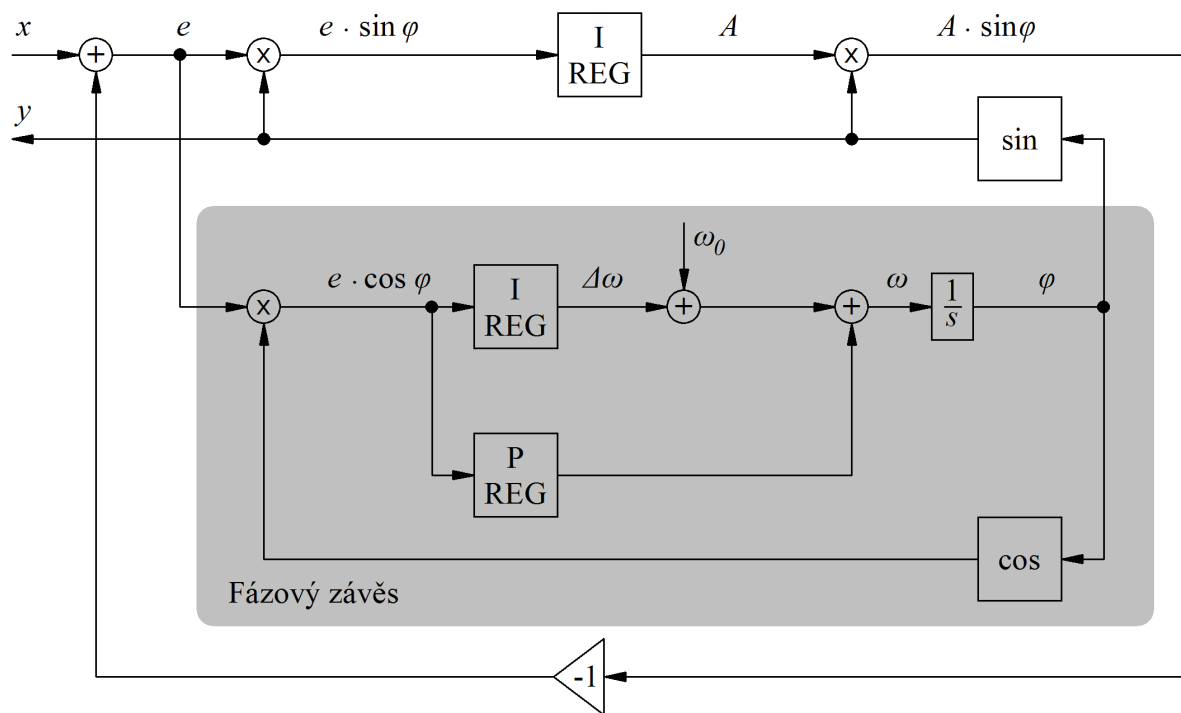
$$e = X_m \cdot \sin(\theta) - A \cdot \sin(\varphi) \quad (91)$$

Horní část schématu na obrázku 33 slouží pro identifikaci amplitudy vstupu. Před regulátorem je odchylka násobena sinem laděné fáze. Po dosažení získáme pro její hodnotu:

$$\begin{aligned} e_A &= e \cdot \sin(\varphi) = (X_m \cdot \sin(\theta) - A \cdot \sin(\varphi)) \cdot \sin(\varphi) = \\ &= \left[\frac{X_m}{2} \cdot \cos(\theta - \varphi) - \frac{A}{2} \right] + \frac{A}{2} \cdot [\cos(2 \cdot \varphi) - \cos(\theta + \varphi)] \end{aligned} \quad (92)$$

Podobně jako ve vztahu (86) má výsledná odchylka pomalu se měnící část a část která kmitá přibližně dvojnásobnou frekvencí vstupu. Nicméně po dosažení synchronizace, kdy platí $\theta = \varphi$ a $X_m = A$, jsou obě složky nulové a výstup integračního regulátoru se tedy dále nemění. Podobný výsledek získáme i pro spodní část schématu, která slouží pro identifikaci frekvence a fáze vstupu:

$$\begin{aligned} e_{PLL} &= e \cdot \cos(\varphi) = (X_m \cdot \sin(\theta) - A \cdot \sin(\varphi)) \cdot \cos(\varphi) = \\ &= \frac{X_m}{2} \cdot \sin(\theta - \varphi) + \left[\frac{X_m}{2} \cdot \sin(\theta + \varphi) - \frac{A}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right] \end{aligned} \quad (93)$$

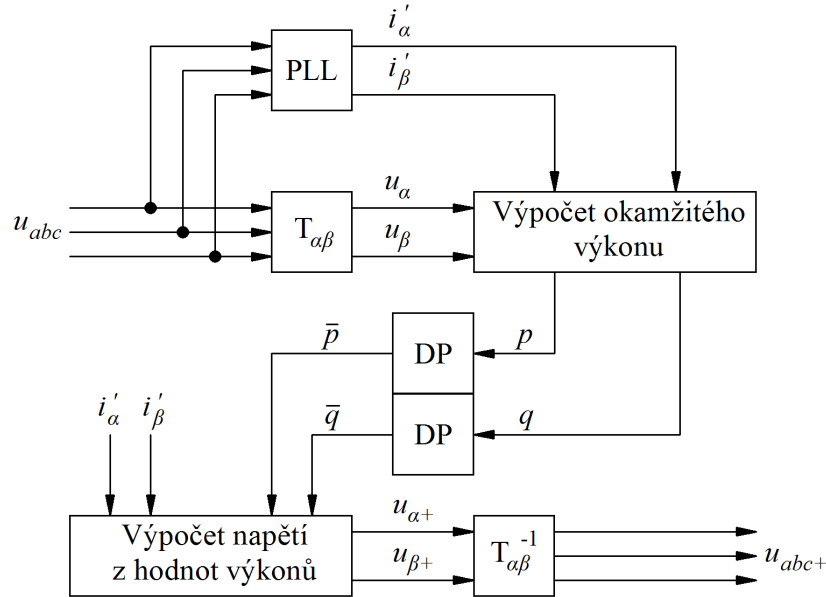


Obrázek 33: Blokové schéma fázového závěsu EPLL

Zřejmě i odchylka e_{PLL} je po dosažení podmínek synchronizace nulová. Výhodných vlastností tohoto fázového závěsu se využívá v řadě algoritmů. V této práci bylo jeho použití původně uvažováno pro ladění filtru sousledné symetrické složky (SOGI, viz kapitola 5.4.5). Později však byla vyvinuta jednodušší metoda ladění. Ta je založená na automatické kontrole zesílení (AGC) a má podobné dynamické vlastnosti jako použití fázového závěsu.

5.4 Adaptivní filtry

5.4.1 Detekce sousledné složky nesymetrie pomocí PQ teorie



Obrázek 34: Blokové schéma detektoru sousledné symetrické složky dle literatury [1]

Tento typ detekce byl navržen v literatuře [1]. Je vhodný v případech, ve kterých potřebujeme znát skutečnou hodnotu sousledné symetrické složky v daném měřítku. Schéma výpočtu je na obrázku 34. Zřejmě se jedná o stejný výpočet, jako v případě řídicího algoritmu aktivního harmonického filtru. Hlavním rozdílem je zde použití fázového závěsu. Na jeho výstupu musí být dva sinusové signály stejné amplitudy, které jsou fázově posunuté o 90° a mají shodnou frekvenci s frekvencí sítě (napětí u_a , u_b , u_c). Tyto signály reprezentují symetrické fiktivní proudy ve složkovém tvaru $\alpha\beta$. Jak bude ukázáno dále, je vhodné, aby dané proudy byly zároveň sfázovány se souslednou symetrickou složkou vstupních napětí.

Zřejmě pro symetrickou síť bez harmonických vyjdou vypočtené průběhy výkonů z fiktivních proudů a vstupních napětí konstantní v čase. To lze ukázat jednoduchým výpočtem, když vstupní transformovaná napětí a fiktivní proudy předpokládáme ve tvaru:

$$u_\alpha = U_{m\alpha} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (94)$$

$$u_\beta = -U_{m\beta} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (95)$$

$$U_m = U_{m\alpha} = U_{m\beta} \quad (96)$$

$$i_\alpha = I_{m\alpha} \cdot \sin(\omega t) \quad (97)$$

$$i_\beta = -I_{m\beta} \cdot \cos(\omega t) \quad (98)$$

$$I_m = I_{m\alpha} = I_{m\beta} \quad (99)$$

Pak aktivní a neaktivní výkon vychází za daných podmínek ve známých tvarech:

$$\begin{aligned} p &= u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta \\ &= U_m \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot \sin(\omega t) + U_m \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t) \\ &= U_m \cdot I_m \cdot \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (100)$$

$$\begin{aligned} q &= u_\beta \cdot i_\alpha - u_\alpha \cdot i_\beta \\ &= -U_m \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) \cdot \sin(\omega t) + U_m \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t) \\ &= U_m \cdot I_m \cdot \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (101)$$

Přítomnost nesymetrie případně vyšších harmonických složek se projeví jako superponovaná střídavá složka u obou výkonů. V algoritmu je tato složka odstraněna pomocí filtrů typu dolní propust a ze získaných stejnosměrných hodnot výkonů a fiktivních proudů jsou opět získána napětí, která jsou nyní symetrická.

Za předpokladu, že budou proudy nastaveny přesně ve fázi s napětími, lze algoritmus zjednodušit. V takovém případě je stejnosměrná složka neaktivního výkonu vždy nulová a není ji třeba vypočítávat (viz vztahy (94) až (101)). Odpadne tak řada částí výpočtu včetně jedné filtrace. Na druhou stranu bude algoritmus méně robustní. S uvažováním obou výkonů dostáváme přibližně správné výstupní hodnoty napětí i při určitém rozladění fázového závěsu. Naproti tomu při použití jen aktivního výkonu je pro získání správných výsledků nutné mít fázový závěs naladěný přesně ve fázi.

5.4.2 Algoritmus LMS (Least Mean Squares Algorithm)

Algoritmus LMS je průběžný postup výpočtu, který je využíván například při estimaci parametrů modelu nebo při predikci [24]. Patří k nejjednodušším a zároveň nejpoužívanějším algoritmům. V literatuře jej lze najít také pod názvem „gradientní stochastický algoritmus“. Cílem tohoto postupu optimalizace je nastavit koeficienty lineárního modelu tak, aby bylo dosaženo minimální střední kvadratické odchylky výstupního signálu od jeho požadovaného tvaru. Pro odchylku výstupu nerekurzivního modelu lze psát:

$$e[n] = d[n] + \sum_{i=0}^M h_i \cdot x[n-i] \quad (102)$$

V rovnici (102) je $d[n]$ n . prvek požadovaného signálu, h_i jsou váhy modelu a $x[n]$ je n . vzorek vstupního signálu. Pro změnu střední kvadratické odchylky (prvek gradientu) v závislosti na určité váze h_i modelu platí:

$$\frac{\partial E(e[n]^2)}{\partial h_i} = 2 \cdot E\left(e[n] \cdot \frac{\partial e[n]}{\partial h_i}\right) = 2 \cdot E(e[n] \cdot x[n-i]) \quad (103)$$

Algoritmus LMS aproximuje výraz (103) pro členy gradientu jeho okamžitou hodnotou:

$$\frac{\partial E(e[n]^2)}{\partial h_i} \approx 2 \cdot e[n] \cdot x[n-i] \quad (104)$$

Hodnota vah se dále upravuje v protisměru gradientu, jelikož je snahou získat nulovou hodnotu vztahu (103). Vztah pro úpravu vah navíc uvažuje konvergenční konstantu β , která rozhoduje o rychlosti adaptace koeficientů a hlavně o stabilitě celého algoritmu:

$$h_i[n] = h_i[n-1] - \beta \cdot e[n] \cdot x[n-i] \quad (105)$$

5.4.3 Adaptivní úzkopásmová propusť

Tento filtr vznikl na základě požadavku získání základní harmonické složky z velmi zarušených nebo zkreslených signálů. Byl využit v detektorech průchodů nulou a lze jej využít jako zdroj referenčního signálu v aktivních harmonických filtrech. Jeho použití bylo publikováno například v pracích [25] a [26]. Velkou výhodou dále popisovaného řešení je jeho jednoduchost. Bylo ověřeno, že jej lze snadno implementovat i v osmibitových mikroprocesorech.

Základní myšlenka je taková, že vstupní průběh je filtrován úzkopásmovou propustí, jejíž centrální frekvence je totožná s frekvencí základní harmonické vstupního průběhu. Na výstupu takového filtru je signál s potlačenými vyššími harmonickými. Jeho základní harmonická složka má stejnou fázi a amplitudu, jako má základní harmonická složka vstupního průběhu. K ladění filtru na základní frekvenci jsme společně s Ing. Rudolfem Bayerem zvolili použití upravené verze prediktoru LMS.

Přenosová funkce úzkopásmové propusti je dána vztahem [22]:

$$H_{PP}(z) = \frac{1 - k_2}{2} \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 + k_1 \cdot (1 + k_2) \cdot z^{-1} + k_2 \cdot z^{-2}} \quad (106)$$

Zde parametry k_1 a k_2 jsou dány vztahy:

$$k_1 = -\cos(\omega_0 \cdot T_s) \quad (107)$$

$$k_2 = \frac{1 - \tan\left(\frac{B \cdot T_s}{2}\right)}{1 + \tan\left(\frac{B \cdot T_s}{2}\right)} \quad (108)$$

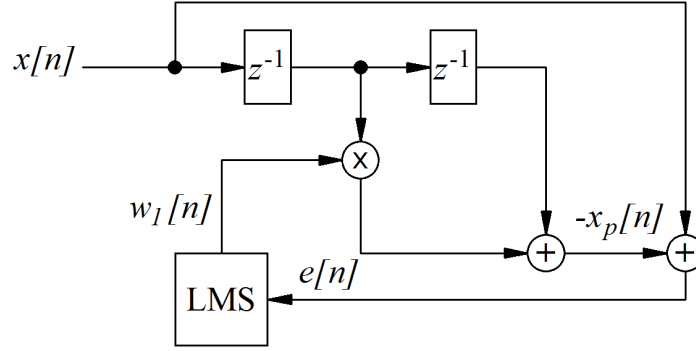
Ve vztazích (107) a (108) je ω_0 centrální úhlová frekvence, B je šířka pásma (-3dB) v rad/s a T_s je perioda vzorkování. Zřejmě centrální frekvenci filtru určuje pouze parametr k_1 . V přenosové funkci (106) se tento parametr vyskytuje pouze ve jmenovateli ve druhém členu polynomu. K ladění tohoto filtru je tak nutné měnit pouze jediný koeficient přenosové funkce.

Parametr k_2 není nutné měnit, protože ten souvisí se šířkou pásma filtru. Jeho velikost však není vhodné volit bez rozmyslu, protože čím je přenášené pásmo užší, tím vyšší je derivace fázové charakteristiky v okolí centrální frekvence. S tím rostou požadavky na přesnost ladění hodnoty parametru k_1 .

Mírnou komplikací při ladění parametru k_1 je, že úhlová frekvence zde vystupuje ve funkci cosinus. S tímto faktem si však velmi elegantně poradí dále popsáný algoritmus adaptace založený na prediktoru LMS. Použití prediktoru pro odhad frekvence vstupního signálu je popsáno například v [27]. Tuto metodu dále modifikujeme, jelikož očekáváme její nasazení speciálně pro účely ladění úzkopásmové propusti. Nevýhodou je, že adaptace korektně pracuje pouze se sinusovým signálem. Pro obecné signály může docházet k odchylkám od skutečné úhlové frekvence. Proto je třeba pomocí jakéhokoliv vhodného filtru vytvořit ze vstupního signálu tzv. referenční sinusový signál o stejné základní frekvenci. Nezáleží však na tom, v jakém vztahu spolu budou amplitudy a fáze referenčního signálu a zmíněné základní harmonické složky.

Modifikovaný LMS prediktor 2. řádu je na obrázku 35. Posloupnost $x[n]$ odpovídá referenčnímu signálu, $x_p[n]$ je signál predikovaný o 1 vzorek vpřed, $e[n]$ je odchylka predikce a w_1 je adaptovaná váha prediktoru. Pro chybu predikce platí následující vztah:

$$e[n] = x[n] + w_1 \cdot x[n-1] + x[n-2] \quad (109)$$



Obrázek 35: Modifikovaná verze LMS prediktoru pro ladění úzkopásmové propusti

Zřejmě vztah odpovídá přenosové funkci filtru FIR 2. řádu:

$$H(z) = z^{-2} + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \quad (110)$$

Koeficienty a_1 a a_2 jsou dány kořeny polynomu přenosové funkce a lze je proto určit dle následujících vztahů [28]:

$$a_1 = -2 \cdot r \cdot \cos(\Theta) \quad (111)$$

$$a_2 = r^2 \quad (112)$$

V rovnicích (111) a (112) r představuje modul komplexně sdružených kořenů a Θ udává úhel, který svírá průvodič kořene polynomu $H(z)$ s reálnou osou. Θ je také normovanou frekvencí daného filtru 2. řádu, tj. je rovna:

$$\Theta = \omega \cdot T_s \quad (113)$$

Protože je v rovnici (109) koeficient a_2 nastaven na 1, bude v případě sinusového vstupního signálu výstup $e[n]$ roven nule, právě když bude pro váhu w_1 platit:

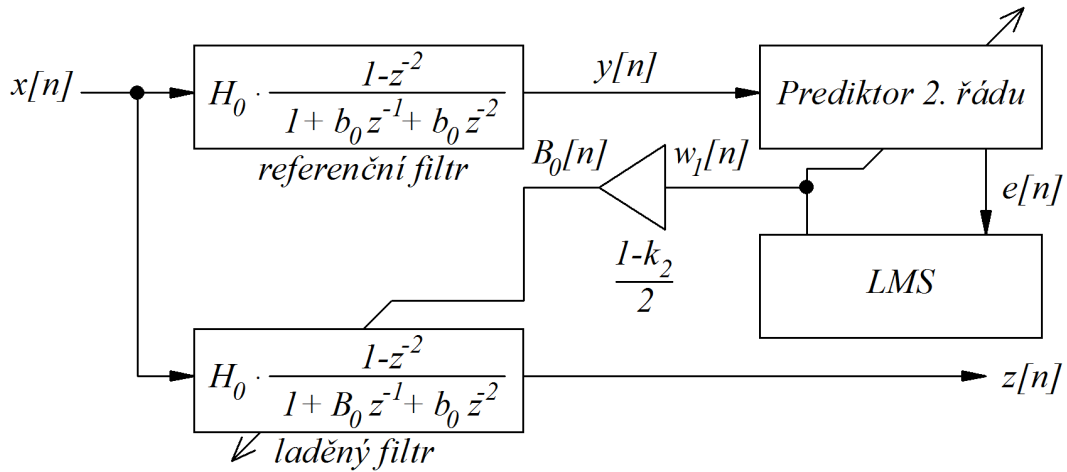
$$w_1 = -2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T_s) \quad (114)$$

Porovnáním tohoto výsledku s rovnicí (107) zjistíme, že si jsou, až na násobek 2, rovny. Takto tedy lze přímo získat parametr k_1 úzkopásmové propusti bez nutnosti použití goniometrických funkcí. Ladění filtru probíhá dle dříve uvedených pravidel algoritmu LMS. Jediný rozdíl je v tom, že v protisměru gradientu chyby $e[n]$ upravujeme pouze váhu w_1 a ostatní váhy prediktoru je nutné nechat rovné 1.

Celkem jednoduše lze dokázat, že chyba $e[n]$ dosahuje trvale nuly pro konkrétní váhu pouze u sinusových signálů. Důvodem je, že přenosová funkce FIR filtru 2. řádu může mít jen jednu nulu ve frekvenční charakteristice. Pokud by vstupní signál obsahoval více spektrálních složek, váha w_1 by byla naladěna tak, že nula přenosu by se nacházela někde mezi těmito spektrálními složkami. S největší pravděpodobností by naladěná frekvence ani neodpovídala žádné spektrální složce⁴. Chyba $e[n]$ by dosahovala největšího možného útlumu, nicméně by nemohla být nikdy nulová.

Jelikož byl algoritmus určen pro filtraci základní harmonické složky sítě, jejíž frekvence se mění jen velice málo, byl pro získání referenčního signálu při testování použit také filtr úzkopásmové propusti. Šířka pásma byla zvolena stejná jako u laděné propusti 10 Hz.

⁴Nicméně by mohla být velice blízko některé spektrální složce. Tohoto faktu lze využít právě při určování frekvence signálu s dominantní základní harmonickou složkou - viz. [27]



Obrázek 36: Schéma implementovaného principu filtrace základní harmonické složky

Výsledné simulované a implementované schéma je na obrázku 36. V obou případech byla zvolena vzorkovací frekvence $2,5 \text{ kHz}$. Implementace byla provedena pro 8 bit procesor Atmel ATmega8. Program měl pouze ze síťového kmitočtu získat základní harmonickou složku a na jejím základě detekovat průchody nulou. Blíže se o ní lze dočíst v článku [25].

Na obrázcích 37 a 38 jsou výsledky simulace. Filtr se adaptoval na cílovou frekvenci 53 Hz. Vstupní signál simulace obsahuje 3., 5. a 7. harmonickou složku:

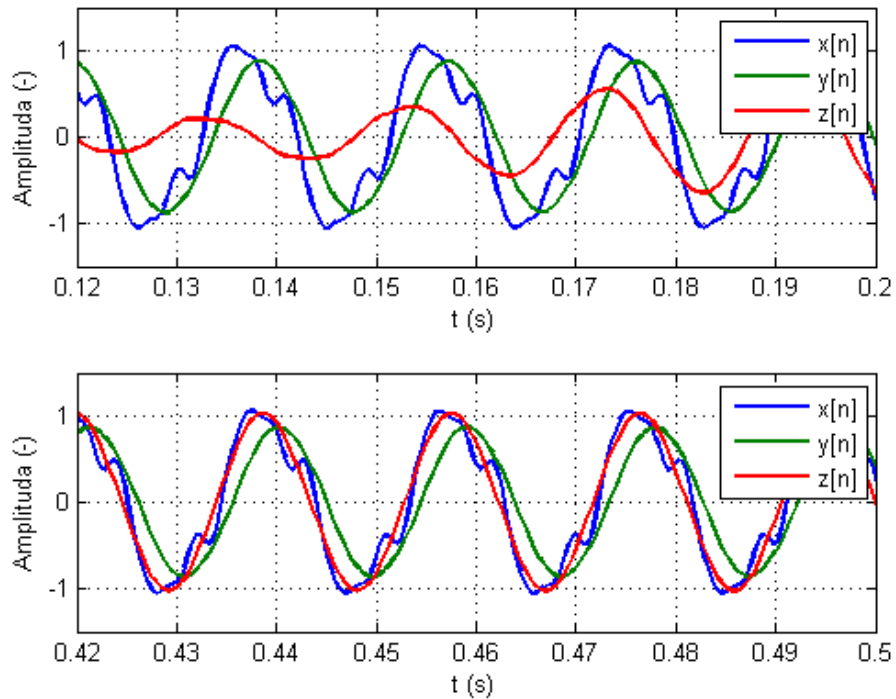
$$x(t) = 1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(3 \cdot \omega_1 \cdot t - \pi/2) + 0,1 \cdot \sin(5 \cdot \omega_1 \cdot t - 8 \cdot \pi/18) + 0,05 \cdot \sin(7 \cdot \omega_1 \cdot t - \pi/18) \quad (115)$$

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 53 \text{ (rad} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$$

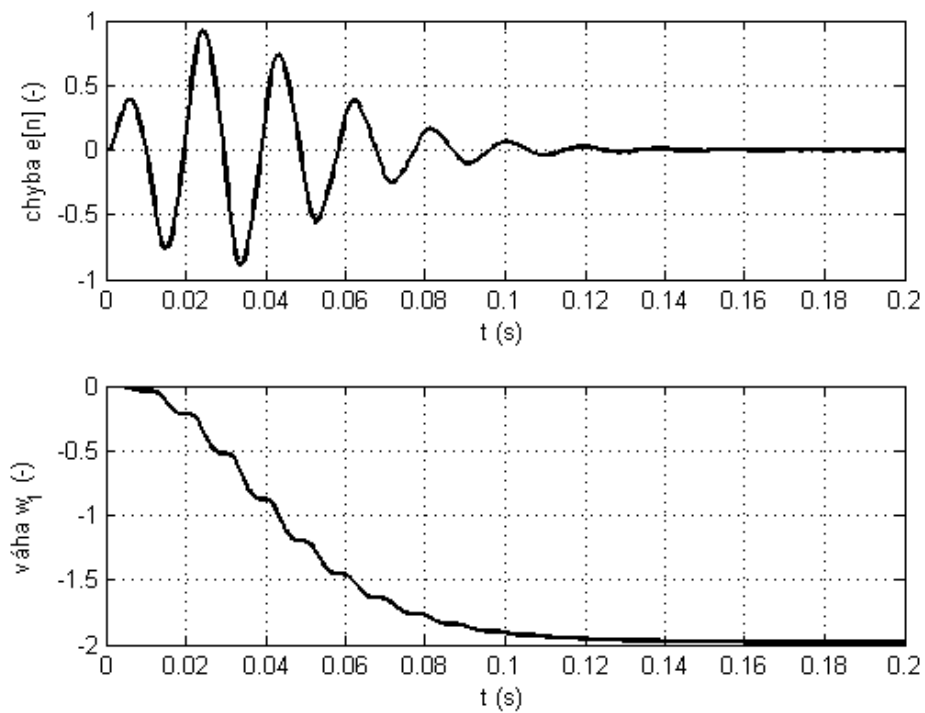
Počáteční hodnota adaptované váhy byla nastavena na $w_1 = 0$. Z výsledků simulace je patrné, že se velikost chyby i váhy po určitém čase skutečně ustálí na předpokládaných hodnotách. Doba adaptace je závislá na rychlosti algoritmu LMS a na zpoždění daném přechodovým dějem referenčního filtru. Konvergenční konstanta algoritmu byla v případě simulace zvolena $\beta = 0,05$.

Přestože výsledky simulací vypadají dobře, je nutné upozornit na některé implementační problémy. I malé odchylky váhy w_1 od její požadované hodnoty způsobí významné rozladění filtru. To je vidět i z charakteristik získaných simulací. Chyba $e[n]$ v čase $0,2 \text{ s}$ dosahuje hodnot velmi blízkých nule, nicméně výstupní signál $z[n]$ neodpovídá svou fází ani amplitudou základní harmonické složce. Z toho důvodu je nutné určovat hodnoty chyby i váhy s velkou přesností, což velmi znesnadňuje implementaci hlavně v pevné řádové čáře.

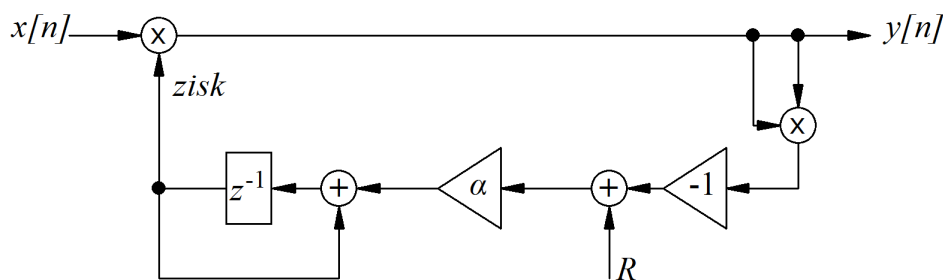
Stejný algoritmus lze využít také pro získání hodnoty základní frekvence sítě ze známé váhy w_1 dle vztahu (114). Jsou zde však dvě hlavní komplikace. První je nutnost použití cyklotrické funkce *arccos*. Jelikož se však základní frekvence mění obvykle jen v určitém intervalu, lze uvedené snadno programově řešit pomocí převodní tabulky hodnot pro daný interval, nebo vhodné aproximace této funkce v daném intervalu hodnot. Druhou komplikací je samotná hodnota váhy. Pro velké poměry vzorkovací a základní frekvence se totiž jen málo liší od -2 . Ke správné detekci frekvence je tedy nutná relativně vysoká přesnost této hodnoty. Vzhledem k tomu, že vstupní signál je ošetřován číslicovým filtrem typu pásmová propust s centrální frekvencí blízké základní frekvenci, lze okamžitě provádět za tímto filtrem decimaci a dostat nižší poměr vzorkovací a základní frekvence.



Obrázek 37: Vstupní signál $x[n]$, výstup referenčního filtru $y[n]$ a výstup adaptivní pásmové propusti $z[n]$ v závislosti na čase simulace



Obrázek 38: Průběh chyby a laděné váhy v závislosti na čase



Obrázek 39: Schéma algoritmu aktivního řízení zisku

5.4.4 Automatická regulace zisku (Automatic Gain Control)

Automatická regulace zisku se převážně používá pro potřeby zajištění konstantní amplitudy určitého vstupního signálu. Zde se budeme zabývat pouze jeho číslicovou variantou, která je popsána například v [29]. Schématické zapojení je na obrázku 39. Jedná se o typické zapojení zpětnovazební smyčky integračního regulátoru. Vstupní odchylka regulátoru je odvozována z rozdílu požadované hodnoty a hodnoty druhé mocniny výstupního signálu. Druhá mocnina signálu je přímo úměrná výkonu. Z toho důvodu musí mít parametr R velikost rovnou druhé mocnině požadované efektivní hodnoty výstupu. α je převrácená hodnota časové konstanty regulátoru. Zde je nutné říci, že zvlnění druhé mocniny signálu je filtrováno pouze integračním regulátorem. Proto je třeba na to brát ohled i při volbě časové konstanty α . Pro její vyšší hodnoty je reakce regulátoru rychlejší, avšak dochází také k vyšším fluktuacím zisku.

Z principu výpočtu na obrázku 39 je jasné, že se jedná o nelineární systém. Z toho důvodu je matematická analýza a návrh parametrů tohoto algoritmu relativně problematická. Obvykle se tedy k jejich návrhu přistupuje empiricky. Typicky časovou konstantu α lze určit pokusně některou metodou vycházejících z numerických metod. Například pro stanovenou dobu reakce a zvlnění zisku lze nalézt její vhodnou hodnotu postupným dělením počátečního intervalu hodnoty časové konstanty.

5.4.5 Adaptivní filtr sousledné složky 3f soustavy

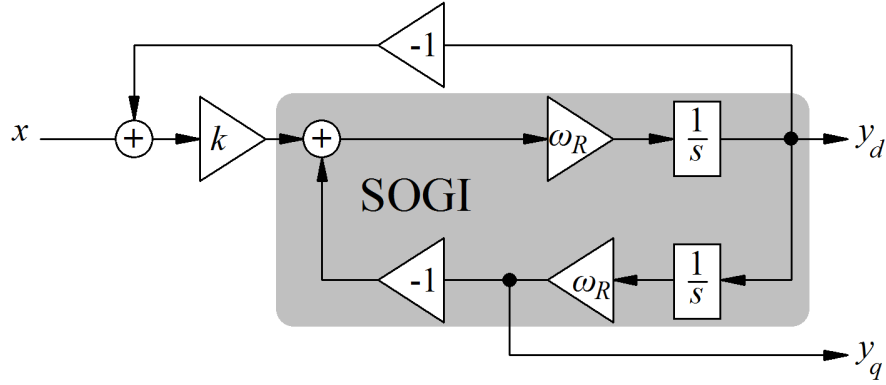
Algoritmus vychází z filtru publikovaného v [18]. Struktura tohoto filtru je zobrazena na obrázku 40. Pro výstupy d a q lze odvodit vztahy:

$$D(s) = \frac{y_d}{x} = \frac{k \cdot \omega_R \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega_R \cdot s + \omega_R^2} \quad (116)$$

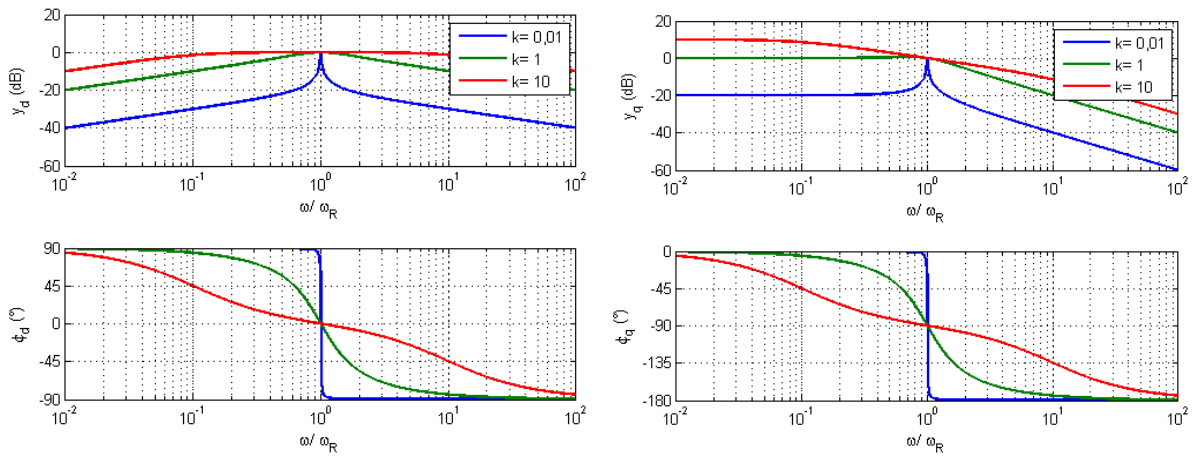
$$Q(s) = \frac{y_q}{x} = \frac{k \cdot \omega_R^2}{s^2 + k \cdot \omega_R \cdot s + \omega_R^2} \quad (117)$$

ω_R je rezonanční frekvence filtru a k odpovídá převrácené hodnotě jeho činitele jakosti. Zřejmě se v obou případech jedná o IIR filtr druhého řádu. Přenosová rovnice (116) odpovídá charakteristice pásmové propusti a přenosová rovnice (117), až na člen k v čitateli, reprezentuje charakteristiku dolní propusti. Šířku propustného pásma ovlivňuje hodnota parametru k . Tuto závislost lze snadno vyzorovat z grafů na obrázku 41.

Funkce filtru je velice jednoduchá. Základním předpokladem je, že základní frekvence vstupujícího signálu bude shodná s rezonanční frekvencí filtru. Pak na jeho výstupu jsou dva signály velmi blízké sinusovce (respektive filtrované vstupní signály), kdy jeden je ve fázi se základní harmonickou složkou vstupu a druhý se zpožďuje o 90° . Tyto výstupy by bylo možné již použít v algoritmu z kapitoly 5.4.1 na místo fázového závěsu. Problémem by



Obrázek 40: Schéma algoritmu filtru pro detekci sousledné složky (SOGI - Second Order Generalized Integrator)



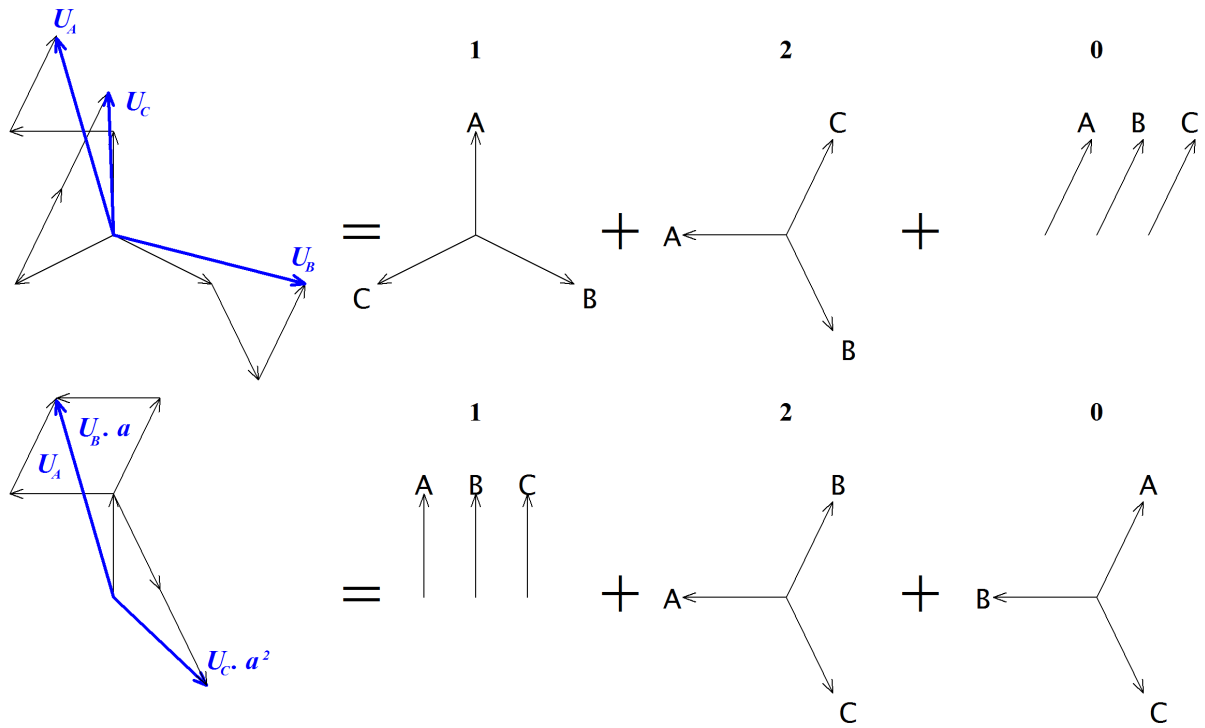
Obrázek 41: Frekvenční charakteristiky filtru u výstupů y_d a y_q v závislosti na parametru k

zde bylo určení, z čeho mají být tyto signály filtrovány. Pokud by bylo použito například napětí některé fáze, pak se bude amplituda výstupních signálů měnit úměrně s napětím této fáze. V krajním případě velké nesymetrie způsobené jednofázovým zemním zkratem, bude dokonce dané napětí nulové. Je tedy třeba vstupní signál odvodit ze všech tří fází najednou.

Autoři článku [18] nabízejí velice jednoduchou možnost jak získat vstupní signály s informací ze všech tří fází a zároveň po použití popisovaného filtru přímo určit souslednou složku nesymetrie. Princip algoritmu je zobrazen na obrázku 43. Základem výpočtu je matice \mathbf{T}_+ pro přímý výpočet sousledné složky nesymetrie 3f napětí. Tuto matici lze získat například použitím transformačních matic pro souměrné složky, když zpětnou a netočivou složku nesymetrie budeme uvažovat nulovou. Výsledná matice má tedy tvar

$$\mathbf{T}_+ = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & a^2 & a \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (118)$$

V rovnici (118) je $a = e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}}$. Ke stejnému výsledku lze dojít i jednoduchou úvahou s použitím fázorů. Předpokládejme, že chceme z původního nesymetrického průběhu získat souslednou složku jako aritmetický průměr jeho fázorů. Zřejmě je pak třeba nechat jeden fázor nesymetrického průběhu, například fázor A (stejný postup i pro jiné fázory), v původním směru a ostatní fázory k němu pootočít tak, aby všechny fázory sousledné



Obrázek 42: Transformace fázorů souměrných složek

složky měly stejný směr. Pootočení dosáhneme násobením vhodně umocněným členem $a = e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}}$. Celý postup je ukázán na obrázku 42. Výsledkem je transformovaná soustava sousledných složek, kde ze sousledné složky se stává netočivá, ze zpětné je sousledná a z netočivé je zpětná. Aritmetickým průměrem všech fázorů se nevyruší jen fázory původní sousledné složky. Podobnou úvahou bychom mohli sestavit matici i pro získávání zpětné složky.

Matice ze vztahu (118) je použita pro určení sousledných složek v případě transformovaných veličin v Clarkové soustavě $\alpha\beta$. Transformace předpokládá trojvodičovou trojfázovou síť. Odtud plyne, že daný algoritmus nepočítá s výskytem netočivé složky (respektive nulové složky v transformaci $\alpha\beta 0$). Clarkové transformace je tedy definována následovně:

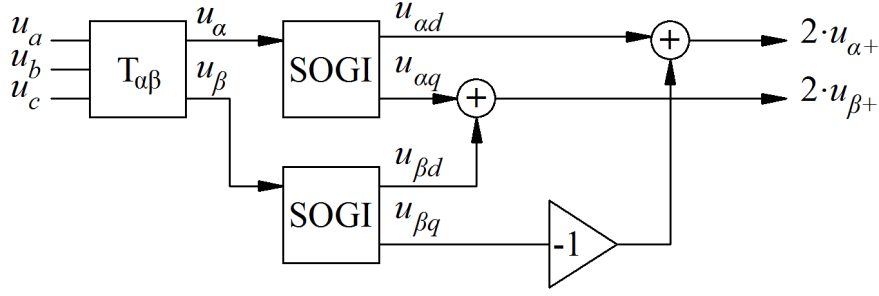
$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (119)$$

Po dosazení Clarkové transformace do vztahu pro výpočet sousledné složky získáme následující výsledný přepoččet:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta+} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{u}_{abc+} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{T}_+ \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{u}_{abc} \quad (120)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta+} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{T}_+ \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & 1 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} \quad (121)$$

Z rovnic (120) a (121) je jasné, že pro obdržení sousledné složky v soustavě $\alpha\beta$, je nutné například při výpočtu složky $\alpha+$ odečíst od původní složky α Hilbertův obraz složky β . Při výpočtu složky $\beta+$ sčítáme Hilbertův obraz složky α se složkou β . Hilbertovým obrazem zde myslíme hodnotu původního reálného signálu, který je zpožděn o $\pi/2$. K tomuto



Obrázek 43: Algoritmus detekce sousledné složky nesymetrie pomocí filtru SOGI

pojmu docházíme na základě Hilbertovy transformace, která analytický signál vyjadřuje v komplexním tvaru:

$$\mathbf{x}_a = x_r + jx_{im}, \quad (122)$$

kde x_r je reálná složka signálu, která je ve fázi s původní složkou signálu (je vlastně původním signálem) a x_{im} je imaginární složka, což je stejný signál, jehož všechny spektrální složky jsou zpožděny o $\pi/2$. Pro úplnost zde uvedeme konvoluční vztah pro tuto transformaci:

$$h(t) = \frac{1}{\pi \cdot t} \quad (123)$$

$$H\{x(t)\} = x(t) * h(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (124)$$

Obdržení signálu s fázovým posunem všech spektrálních složek 90° proti původnímu signálu nemusí být zcela jednoduchou záležitostí. Obvykle se k tomu nevyužívá výše uvedený vztah přímo, ale využije se jednoduššího výpočtu pomocí Fourierovy transformace. Také lze použít funkci (123) k získání koeficientů vhodného transformačního FIR filtru. V případě sinusových signálů (jen jedna spektrální složka) o známé frekvenci lze k získání Hilbertova obrazu využít operaci derivace nebo integrace a výsledný signál dělit nebo násobit úhlovou frekvencí. Jelikož i v našem případě je zájem pouze o souslednou složku základní harmonické frekvence, lze posledně jmenovaný způsob výpočtu použít. Z obrázku 40 je vidět, že fázově posunutý signál je získáván z výstupu integrátoru, který je součástí algoritmu filtru. Výsledný algoritmus detekce sousledné složky je na obrázku 43.

Zřejmě důležitou podmínkou pro správnou funkci filtru je určení základní frekvence vstupního signálu a naladit na ni parametr ω_R . V opačném případě totiž výstupní signály nebudou správně nafázovány na vstupní základní harmonickou složku a dojde také k odchylkám v amplitudě (viz charakteristiky na obrázku 41). Přirozeně by bylo možné získávat správnou úhlovou frekvenci některou z dříve uvedených metod. Autoři článku [18] k ladění filtru používají fázový závěs SRF-PLL (viz kapitola 5.3.2). V této práci dále navrhneme mnohem jednodušší metodu ladění založenou na vlastnostech výstupních signálů filtru SOGI. Výstup, který má být ve fázi se základní harmonickou funkcí, budeme pokládat za referenční. Z obrázku 40 je vidět, že posunutý signál se odvozuje pomocí integrace a násobení úhlovou frekvencí. Jelikož platí rovnost (uvažujeme funkci sinus jako referenční signál):

$$\int \sin(\omega t) dt = -\frac{\cos(\omega t)}{\omega}, \quad (125)$$

pak lze zjistit správnou hodnotu úhlové frekvence porovnáváním amplitud obou výstupních signálů filtru SOGI. Pokud je amplituda referenčního signálu vyšší než je amplituda posunutého signálu násobeného námi určenou úhlovou frekvencí ω_R , pak je zřejmě nutné tento násobek zvětšit. Při opačné nerovnosti úhlovou frekvencí snižujeme.

Správné nastavení parametru ω_R lze získat pomocí automatického regulátoru zisku (AGC). V tomto případě porovnáváme amplitudy dvou signálů a proto je třeba tomuto faktu algoritmus přizpůsobit. Pro výpočet vzájemné odchylky je třeba použít rozdíl druhých mocnin obou signálů. Díky druhým mocninám získají oba signály stejnosměrný posun úměrný amplitudě, který pak lze porovnávat klasickým integračním regulátorem. Mírnou nevýhodou je fakt, že oba signály jsou vzájemně posunuty o 90° . Z toho důvodu je časový průběh vypočtené chyby i v případě naladění sinusový s dvojnásobnou frekvencí než je frekvence vstupních signálů. Pokud není závadou vyšší složitost algoritmu, lze situaci zlepšit výpočtem odchylky ze všech hodnot signálů obou filtrů dle následujícího vztahu:

$$e = u_{\alpha d}^2 + u_{\beta d}^2 - u_{\alpha q}^2 - u_{\beta q}^2 \quad (126)$$

Výhody tohoto výpočtu se projeví po dosazení předpokládaných výstupů obou filtrů:

$$\begin{aligned} e &= U_{\alpha dm}^2 \cdot \cos^2(\omega \cdot t) + U_{\beta dm}^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) - U_{\alpha qm}^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) - U_{\beta qm}^2 \cdot \cos^2(\omega \cdot t) \\ &= U_{\alpha dm}^2 \cdot \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2} + U_{\beta dm}^2 \cdot \frac{1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2} - \\ &\quad - U_{\alpha qm}^2 \cdot \frac{1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2} - U_{\beta qm}^2 \cdot \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{2} \\ &= e_{ss} + e_{st} \end{aligned} \quad (127)$$

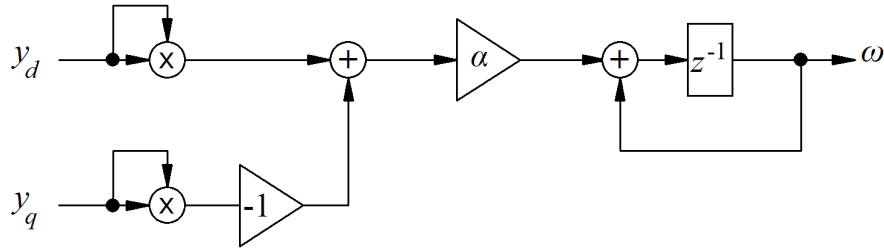
Výsledek vztahu (127) byl vyjádřen pomocí stejnosměrné a střídavé složky s následujícími substitucemi:

$$e_{ss} = \frac{U_{\alpha dm}^2 + U_{\beta dm}^2 - U_{\alpha qm}^2 - U_{\beta qm}^2}{2} \quad (128)$$

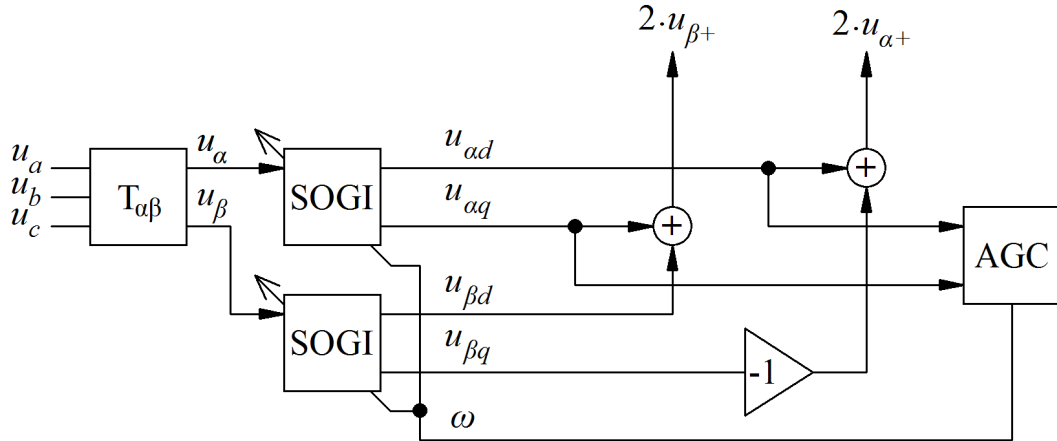
$$e_{st} = \frac{U_{\alpha dm}^2 - U_{\beta dm}^2 + U_{\alpha qm}^2 - U_{\beta qm}^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (129)$$

Pro malé nesymetrie, kdy jsou si amplitudy složek u_α a u_β blízké, vychází střídavá složka odchylky e_{st} velice malá. Vstupní odchylka je tak prakticky dána jen rozdílem kvadrátů amplitud výstupů filtrů bez fázového posunu a s fázovým posunem (viz vztah (128)). Vzhledem k tomu, že například distribuční síť zpravidla vykazuje jen velmi malou fázovou i amplitudovou nesymetrii, má uvedený výpočet výchylky velký význam u řady aplikací. Harmonické složky vstupní odchylky AGC zpravidla neovlivní, protože se nedostanou na výstup úzkopásmové propusti SOGI.

Celkové schéma algoritmu pro pouze dvousignálovou AGC je na obrázku 45, upravená verze AGC je na obrázku 44. Viditelně je tento algoritmus mnohem jednodušší než dříve popisované metody fázových závěsů, které často vyžadovaly použití goniometrických funkcí. Reálné vlastnosti algoritmu byly ověřeny po naprogramování do platformy CompactRIO. Zde byl program realizován v softwaru LabVIEW. Jelikož výpočty probíhaly v pevné řádové čarce, projevil se zde potencionální nevýhody algoritmu. Integrační regulátor mimo jiné filtruje periodické změny vstupní odchylky, proto je třeba konvergenční konstantu volit relativně malou. Tudíž i výsledky součinů jsou velice malé a musí být v tomto místě zajištěna vysoká přesnost výpočtu. Podobné problémy nastávají i v případě



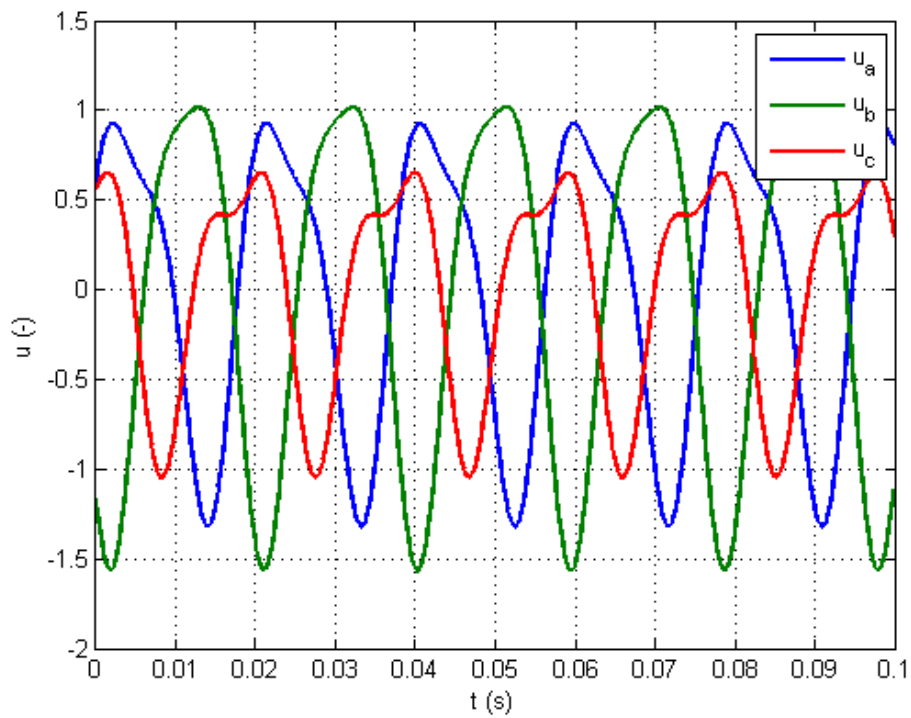
Obrázek 44: Algoritmus AGC pro porovnávání amplitud dvou signálů



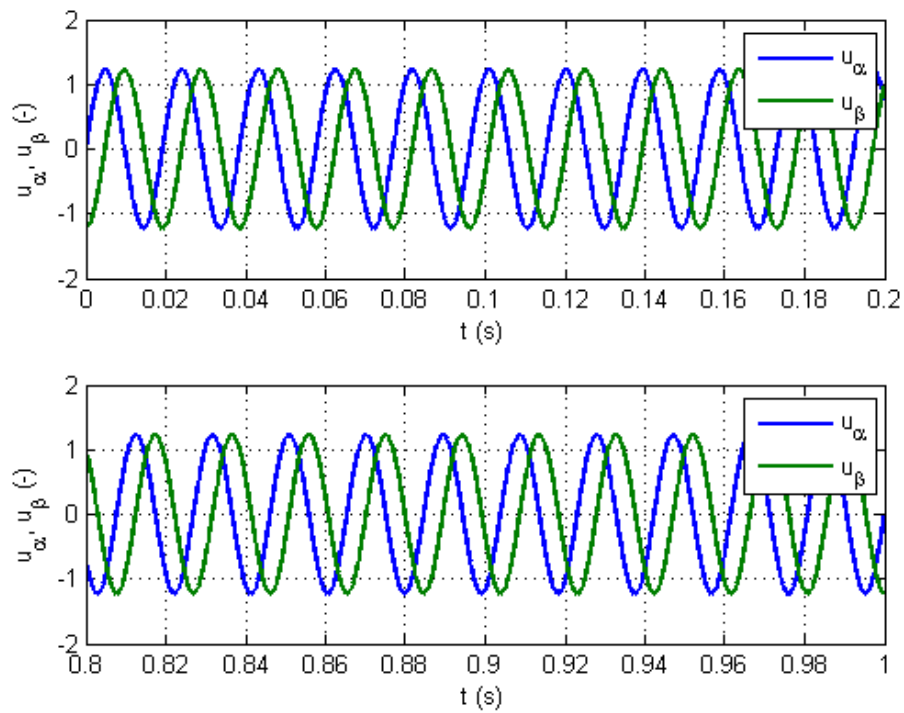
Obrázek 45: Algoritmus detekce sousledné složky nesymetrie pomocí filtru SOGI laděným AGC

realizace integrací ve filtru SOGI (obrázek 40) a přesnosti laděné úhlové frekvence. Přesto je algoritmus možné docela dobře realizovat i v jednoduchých procesorech. Ve výsledném kódu byla maximální délka registrů 32 bit a měření prokázala jeho správnou funkci. Zde jsou prezentovány především výsledky simulací, které díky plovoucí řádové čárce, uvedené problémy neřeší. Představují však chování algoritmu ve větších podrobnostech, než by bylo možné ukázat na výsledcích měření.

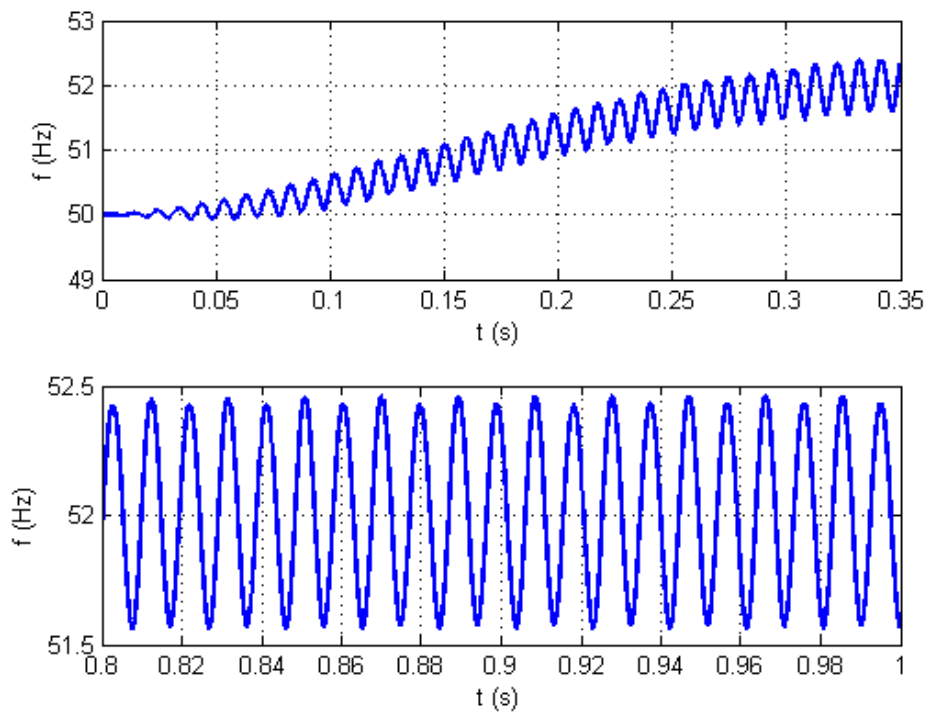
V simulaci byl použit výpočet vstupní odchylky AGC podle vztahu (126). Nastavení vstupních signálů odpovídá testu A z tabulky 8. Z filtru jsou získávány skutečné úrovně sousledné složky. Proto je na obrázku 47 zobrazen její skutečný průběh po transformaci. Výsledky simulace pak lze vidět na obrázcích 48 a 49. Konvergenční konstanta integračního regulátoru byla v průběhu simulace zvolena $K_I = 10^{-5}$. V porovnání s regulátorem, který byl použit ve fázovém závěsu v kapitole 5.3.1, je její hodnota desetkrát vyšší. Přesto je výstup filtru nezkrácen a výstupní signály jsou v dobré shodě se souslednou symetrickou složkou. Podrobnější výsledky simulace pro různé vstupy lze najít v příloze B.



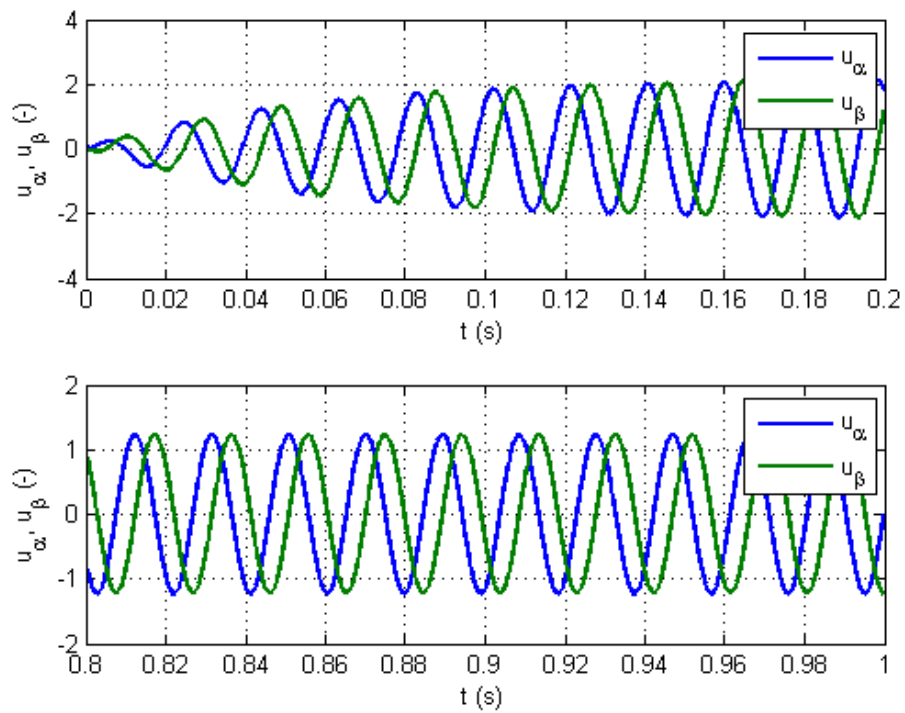
Obrázek 46: Zdrojové signály pro simulaci adaptivního filtru sousledné symetrické složky



Obrázek 47: Skutečná sousledná symetrická složka po transformaci do souřadnic $\alpha\beta$



Obrázek 48: Průběh adaptování frekvence v čase - přepočtený výstup AGC



Obrázek 49: Průběhy na výstupu filtru sousledné symetrické složky (již děleno 2)

5.5 Řešení kódu algoritmů

Jelikož doba výpočtu řídicích algoritmů může být relativně dlouhá, je dobré zajímat se o metody, které ji mohou zkrátit. V této kapitole nebude prezentován žádný extrémně rychlý výpočet například filtrů nebo Fourierovy transformace, spíše se zaměříme na strukturu výsledného kódu. Obvykle je totiž požadavkem pouze rychlý přepočít (a reakce) algoritmu s novým vzorkem signálu. Je až paradoxní, že ačkoliv se vzorkovací frekvence nijak nezmění a doba na zpracování celého algoritmu v rámci vzorkovací periody je dostatečná, tak přesto z uvedeného důvodu programátoři sahají po rychlejších procesorech nebo rovnou po hradlových polích. To je však za uvedených podmínek často zbytečné a velice jednoduchou strukturou programu se dá vyšším investicím vyhnout.

Vycházejme z následujících předpokladů:

- Algoritmus bude implementován do procesoru. Program procesoru se skládá z hlavní programové smyčky (v jazyce C je ve funkci "main") a z obsluh přerušení.
- Vzorkovací perioda je dostatečně dlouhá na to, aby algoritmus provedl všechny výpočty. Zároveň je v době výpočtu zahrnuta obsluha i případných periférií jako například klávesnice, displej apod.
- Reakce výstupu je zpožděna provedenými výpočty s okamžitými a předchozími hodnotami vzorků vstupního signálu.

Největší zpoždění způsobují iterační výpočty filtrů nebo obecně části algoritmu, které pracují se vzorky signálu uloženými v paměti. Je proto vhodné si výsledky těchto výpočtů připravit dopředu a použít je až ve chvíli získání nového vzorku signálu. To ovšem může být relativně obtížná záležitost, která se neobejde bez alespoň základních znalostí o číslicovém zpracování signálů. Příklad principu bude ukázán na strukturách filtrů FIR a IIR.

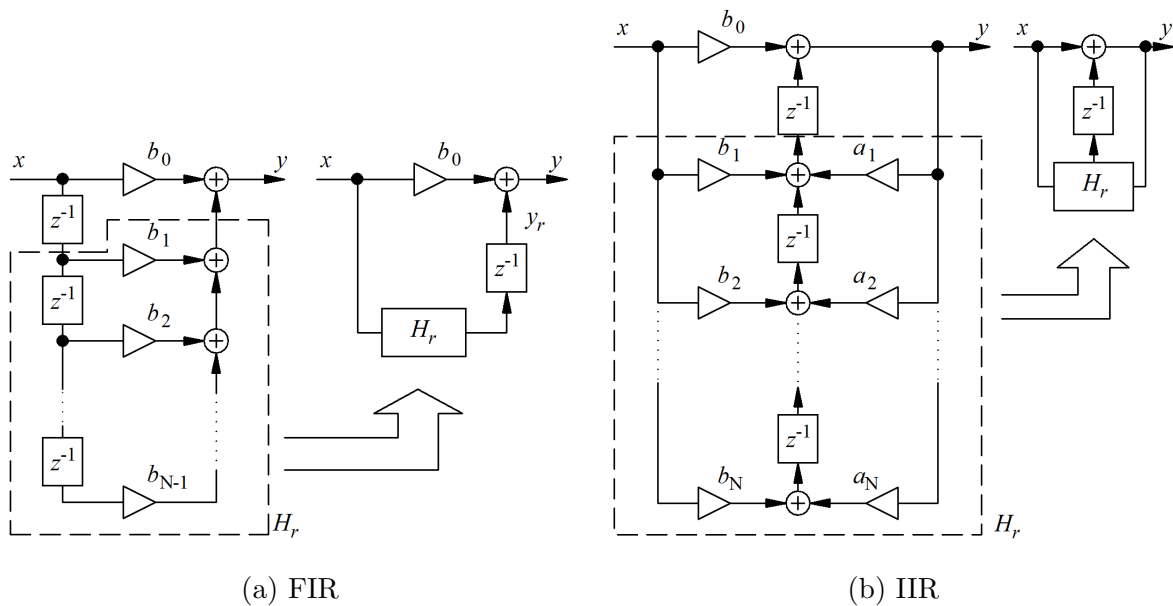
Přenosovou funkci FIR filtru je možné upravit do následující podoby:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot z^{-i} = b_0 + z^{-1} \cdot H_r(z) \quad (130)$$

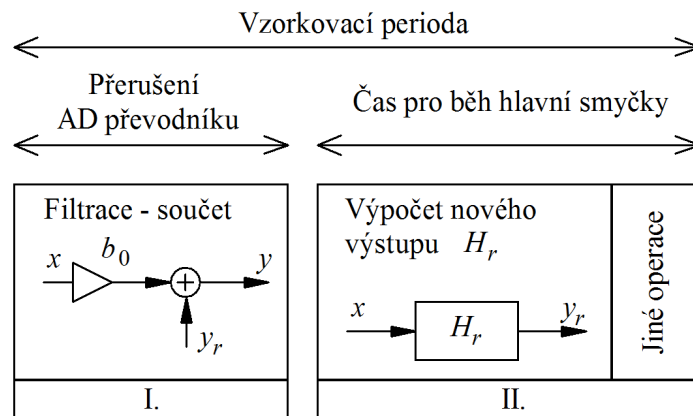
$$H_r(z) = \sum_{i=1}^{N-1} b_i \cdot z^{-i+1} \quad (131)$$

V rovnicích (130) a (131) jsou b_i koeficienty přenosové funkce FIR filtru a N je jeho řád. Zřejmě výstup původního filtru lze získat jako součet součinu koeficientu b_0 s novým vzorkem signálu a o jeden vzorek zpožděného výstupu jiného (dále stavový filtr) filtru FIR s přenosovou funkcí definovanou dle (131). Upravená struktura filtru je na obrázku 50. Zřejmě nedochází ke změně výsledného řádu filtru ani ke změně paměťových nároků. Výpočtem přenosové funkce (131) s aktuálním vzorkem signálu je získán výsledek, který má být použit pro následující vzorek signálu. Tento výsledek lze získat kdykoliv před následujícím vzorkem signálu, jelikož všechny potřebné hodnoty signálu jsou již uloženy v paměti. To dává určitou volnost při tvorbě programu.

Upravený program filtru by mohl vypadat například tak, že během obsluhy přerušení analogově digitálního převodníku se okamžitě vypočte výstup filtru ze známých hodnot aktuálního vzorku signálu a poslední hodnoty výstupu stavového filtru H_r . Uvedená operace je vykonána velice rychle, protože se skládá pouze z jednoho součtu a násobení konstantou. Doba strávená v obsluze přerušení je tak z pohledu výpočtu filtrovaného



Obrázek 50: Rozdělené zpracování filtrů FIR a IIR



Obrázek 51: Rozdělení výpočtu filtrovaného výstupu mezi obsluhu přerušení a hlavní programovou smyčku

výstupu minimální. Zároveň je tím i zaručena velmi rychlá reakce programu na nový vzorek signálu. Výpočet dalšího výstupu filtru H_r probíhá až v hlavní smyčce. Zde již nezáleží na jeho prioritě a lze jej provést kdykoliv do konce vzorkovací periody (do získání nového vzorku signálu).

Stejnou strategii můžeme použít i v případě filtrů IIR. Jediný rozdíl je v tom, že určený výstup musí být použit i při výpočtu stavového filtru H_r . Pro realizaci nové struktury se velmi hodí transponovaná přímá struktura IIR filtru, která je na obrázku 50-(b). Přenosovou funkci lze rozdělit na tři části:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^N b_i \cdot z^{-i}}{1 - \sum_{i=0}^N a_i \cdot z^{-i}} = \frac{b_0 + z^{-1} \cdot H_{rx}(z)}{1 - z^{-1} \cdot H_{ry}(z)} \quad (132)$$

$$H_{rx}(z) = \sum_{i=1}^N b_i \cdot z^{-i+1} \quad (133)$$

$$H_{ry}(z) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot z^{-i+1} \quad (134)$$

Přenosové funkce (133) a (134) opět odpovídají stavovým FIR filtrům. První má jako vstup aktuální vzorek signálu a do druhého vstupuje výstupní filtrovaná hodnota výsledného filtru. V rovnici (132) jsou b_i koeficienty nerekurzivní části filtru a a_i jsou koeficienty rekurzivní části filtru.

Výhodou je, že je stále ponechána svoboda při volbě struktury stavových filtrů. Ta může respektovat konkrétní požadavky dané aplikace. Protože je obvykle dost výpočetního času během hlavní smyčky programu, je výhodné využívat křížové struktury. Jejich výhodou je schopnost zmírňovat chyby vzniklé při zaokrouhlování koeficientů a podobné vlivy konečné přesnosti (konečné délky slova v procesorech)[19]. Nevýhodou křížové struktury je dvojnásobné množství operací násobení oproti přímé struktuře. Nicméně díky navrženému schéma programu je uvedené mnohem méně významné.

KAPITOLA 6

ZÁVĚR

Tato práce navazuje na výzkum v oblasti aktivních harmonických filtrů, který je prováděn na katedře elektrotechnologie. V rámci tohoto výzkumu byl autor zapojen do realizace řídicího programu pro funkční vzorek aktivního filtru, jenž byl založen na metodě zvané PQ teorie[1]. Z toho důvodu jsou výsledky této práce spojovány právě s touto oblastí. Nicméně publikovaná problematika i algoritmy se neomezují pouze tuto oblastí a lze je vztáhnout k většině implementací řídicích algoritmů polovodičových měničů.

6.1 Souhrn výsledků disertační práce

Práce shrnuje problematiku implementace číslicových algoritmů v souvislosti s řízením aktivních harmonických filtrů. Zabývá se šířením chyb ve výpočtech v pevné řádové čárce, což bývá nejčastějším problémem použitelnosti jinak funkčních algoritmů. Z dosavadní zkušenosti autora této práce plyne, že některé algoritmy z hojně publikovaných v zahraničních člancích není možné za běžných (cenově dostupných pro průmysl) podmínek použít. Autoři těchto článků využívají simulačních programů, které provádějí výpočty s vysokou přesností a na následnou implementaci v jistém smyslu zapomínají. Často je opomíjen i fakt, že vstupní veličiny (například fázová napětí a proudy) mají konečná rozlišení. Pro digitalizaci analogového měření se v dnešní době obvykle využívají 12b analogově digitální převodníky. Při volbě maximálního rozsahu načítaných síťových napětí, například 1000 V, plyne, že nelze měřit menší rozdíly napětí než přibližně 0,25 V. Pokud budeme uvažovat ještě vliv šumu, bude rozlišení ještě nižší. Přesto jsou v simulacích používány i hodnoty pod touto mezí a sledované algoritmy se tak neprojevují nežádoucím způsobem, jakým může být například vznik systematické chyby na výstupu nebo nestabilita. Proto je tomuto tématu věnována velká část práce a byla vypracována metodika, kterou lze použít při návrhu výpočetních operací v pevné řádové čárce.

S tématem konečné přesnosti výpočtů velice úzce souvisí tematika získávání střední hodnoty sledovaných signálů. Daná problematika byla sledována právě proto, že tyto bloky tvoří nedílnou součást algoritmu PQ teorie. Řešení navržené v původní literatuře[1] využívající filtrů IIR se totiž během implementace algoritmu do FPGA projevilo jako nevyhovující. V této práci je navrženo nahrazení těchto filtrů filtry CIC a je zde provedeno i jejich porovnání s původním řešením jak co do vlastností, tak do množství využitých prostředků FPGA.

Dále jsou v práci shrnuty výsledky, kterých autor dosáhl při řešení problému synchronizace řízení. Některé metody řízení totiž přímo vyžadují znalost aktuální frekvence sítě, kvůli dosažení definovaného fázového posunu mezi generovaným průběhy a průběhy síťových veličin. Za tímto účelem byly studovány implementace některých fázových závěsů, jejichž porovnání lze najít v příslušné kapitole. V tomto rámci byly navrženy i dva

adaptivní algoritmy. První je určen pro získávání základní harmonické složky vstupního průběhu se správnou amplitudou a fází. Zde se pro adaptaci využívá algoritmu LMS. Druhý algoritmus je v jistém smyslu významnější. Jeho účelem je získání průběhu sousledné symetrické složky trojfázového průběhu. Zde se oproti původnímu řešení využívá pro adaptaci úhlové frekvence aktivního řízení zisku AGC. Algoritmus byl testován jak simulací tak implementací v platformě CompactRIO a vykazoval stabilní a správné výsledky. V porovnání s fázovými závěsy bylo dokonce možné dosahovat lepší dynamiky ladění na žádanou frekvenci sítě.

Cíle práce uvedené v úvodu byly do značné míry splněny, jelikož výsledné algoritmy byly zjednodušeny a nezhorsily dynamiku řízení aktivního harmonického filtru. V případě bloku filtru sousledné symetrické složky lze dokonce předpokládat i lepší dynamické vlastnosti než u tradičního fázového závěsu. I tak je zde otevřený prostor pro další vývoj, který shrnuje následující kapitola.

6.2 Motivace pro další vývoj

Práce neřeší výhody a nevýhody moderních algoritmů založených na „soft computingu“. Otevírá se zde především oblast pro použití FUZZY řízení nebo neuronových sítí. Jak bylo ukázáno, všechny výpočetní algoritmy jsou vždy zatíženy určitou výstupní chybou, která může znemožnit jejich použití nebo omezuje rozsah nastavitelných parametrů (například kvůli stabilitě). Pokud by se některé výpočetní bloky algoritmů nahradily FUZZY rozhodováním, bylo by pravděpodobně možné zlepšit dynamiku jejich výstupů. Zároveň by bylo jistě zajímavé zjistit, jakým způsobem se změní rozptyl výstupního signálu.

V případě adaptivních algoritmů by se pro hledání správných parametrů hodila implementace neuronových sítí. Situace je jednodušší o to, že v případě aktivních harmonických filtrů často známe rozsahy, ve kterých se hledaný parametr řízení nachází. Příkladem by mohla být aplikace neuronové sítě pro získávání hodnoty úhlové frekvence ze síťových průběhů napětí. Zde je zřejmé, že se hledaná frekvence pohybuje v rozmezí řekněme 45 až 55 Hz a průběhy napětí jsou přibližně sinusové a fázová napětí jsou vůči sobě posunuta po 120° . Najít „trénovací množinu“ pro toto zadání není problém. Jinou možností by bylo získávání pomocí učící se neuronové sítě model zátěže a z něj odvodit správnou regulaci proudu měniče.

V době psaní této práce se objevuje řada článků s tematikou softcomputingu u aktivních harmonických filtrů. Na katedře elektrotechnologie zatím neexistuje tomu odpovídající výzkumný vývoj. Proto by právě tohle mohlo být tématem pro případné pokračovatele.

Ačkoliv je PQ teorie relativně silný nástroj pro řízení aktivních filtrů, není zdaleka jediný možný. Bylo by vhodné provést implementaci i ostatních řídicích metod a porovnat jejich dynamické vlastnosti a náročnost na implementaci. Často publikované jsou dnes také tzv. aktivní filtry s LCL filtrem. Ty se od původního řešení liší tím, že mezi jejich výstupem a sítí je umístěn filtr v podobě T článku se dvěma indukčnostmi a kondenzátorem. Výhodou je nižší vysokofrekvenční rušení šířící se do sítě. Nevýhodou je možnost vzniku rezonance filtru. Existuje několik řešení uvedeného problému, nicméně žádné není zcela optimální a toto téma by si zasloužilo pozornost. Zajímavým tématem by jistě byla i realizace aktivního filtru využívajícího víceúrovňového výstupu (víceúrovňový měnič). Oproti stávajícím řešením je zde nižší napěťové namáhání součástek a nižší míra vysokofrekvenčního rušení.

6.3 Přínos problematice

Tato práce navazuje na předchozí pokusy o implementaci řízení aktivního harmonického filtru. Ty byly prováděny na daném funkčním vzorku měniče řízeného platformou CompactRIO. Program se v této platformě vytváří softwarem LabView, jedná se tudíž o programování technikou „drag and drop“. Na první pohled se zdá, že převedení známých vztahů z teorie do programu bude velice jednoduchou záležitostí. Protože však byl program v dané platformě cílen do hradlového pole (FPGA), bylo velice jednoduché přesáhnout počet prostředků (logických buněk), které v něm byly k dispozici. Předchozí pokusy se potýkaly s problémem vyčerpání veškerého místa na hradlovém poli. Z toho důvodu bylo nutné zajímat se i v tomto případě o zjednodušení implementovaných algoritmů na optimální mez. Technika zachování maximální přesnosti výsledku výpočtu v pevné řádové čárce postupně vede na rostoucí počet bitových rozsahů čísel vstupujících do dalších operací. V původních implementacích nebylo neobvyklé, že vypočtená hodnota požadovaného napětí na výstupu aktivního harmonického filtru měla přesnost přesahující 64 bit. To je obrovské plýtvání prostředky hradlového pole, pokud uvážíme že vstupní hodnoty nelze kvůli AD převodníkům změřit s lepší přesností než 12 bit. Ačkoliv je uvedený přínos často podceňován, tak se tato práce zabývá pravidly omezení přesnosti výsledků na optimální úroveň. Tím lze dosáhnout úspory dostupných prostředků a pokud je cílovou platformou procesor, tak díky udržení bitového rozsahu čísel v určitých mezích lze dosáhnout i urychlení výpočtu.

Přínos této práce autor spatřuje i ve studovaných algoritmech. Pro daný účel byla vždy hledána co nejjednodušší a zároveň neoptimalnější metoda výpočtu. Příkladně v případě filtrů střední hodnoty lze pro účely aktivního filtru, který pracuje s „pevným“ síťovým kmitočtem, použít CIC filtry. Ty mohou dosahovat vyšších útlumů než původní IIR filtry a mají mnohonásobně nižší nároky na prostředky dané platformy.

Nejvýznamnější je však v této práci algoritmus adaptivního filtru sousledné složky 3f soustavy, resp. jeho adaptování pomocí aktivního řízení zisku. V této podobě, pokud je autorovi známo, nebyl nikdy publikován. Vlastnosti tohoto algoritmu byly ověřeny simulací i následnou implementací v platformě CompactRIO. V porovnání s původním řešením nebo jinými algoritmy má tento stejné nebo lepší dynamické vlastnosti, avšak je mnohem jednodušší. Pro svou činnost nevyžaduje jiné operace než sčítání a násobení a lze jej tak použít i v jednodušších procesorech. Daný algoritmus lze použít v řadě aplikací. Konkrétně v případě aktivního harmonického filtru nahrazuje původní blok detektoru, který pracoval s fázovým závěsem.

LITERATURA

- [1] AKAGI, Hirofumi, Edson Hirokazu WATANABE a Maurício AREDES. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience/ John Wiley, c2007, xiv, 379 p. ISBN 04-701-0761-8.
- [2] HAVLÍČEK, Václav, Martin POKORNÝ a Ivan ZEMÁNEK. *Elektrické obvody 1*. Vyd. 1. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005, 289 s. ISBN 80-010-3299-X.
- [3] KOUKAL, Stanislav. *Fourierovy trigonometrické řady a metoda konečných prvků v komplexním oboru*. 1. vyd. Praha: Academia, 2002, 237 s. ISBN 80-200-1029-7.
- [4] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 183 s. ISBN 80-730-0062-8.
- [5] STRZELECKI, Ryszard a Grzegorz BENYSEK. *Power electronics in smart electrical energy networks*. London: Springer, c2008, xviii, 414 p. Power systems. ISBN 978-1-84800-318-7.
- [6] HINGORANI, Narain G a Laszlo GYUGYI. *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. New York: IEEE Press, c2000, xix, 432 p. ISBN 07-803-3455-8.
- [7] PŘIBYL, Filip. *Vliv nesymetrie fázových proudů na kvalitu elektrické energie a metody její kompenzace*. Praha, 2013. Bakalářská práce. ČVUT v Praze. Vedoucí práce Michal Brejcha.
- [8] HÁJEK, Jan. *Kvalita elektrické energie v inteligentních budovách*. Praha, 2012. Diplomová práce. ČVUT v Praze, FEL. Vedoucí práce doc. Ing. Jaroslav Žáček, CSc.
- [9] MLADIČ, Jiří. *Aktivní filtry pro zlepšení jakosti elektrické energie v napájecí síti*. Praha, 2005. Diplomová práce. ČVUT v Praze, FEL. Vedoucí práce Doc. Ing. Jaroslav Žáček CSc.
- [10] PRIDAAA, Jeeva S., P TAMIZHARASI a J. BASKARAN. Implementation of synchronous reference frame strategy based Shunt active filter. *2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*. IEEE, 2011, s. 240-244. DOI: 10.1109/ICECTECH.2011.5941693. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5941693>
- [11] KHADKIKAR, Vinod, Mukhtiar SINGH, Ambrish CHANDRA a Bhim SINGH. Implementation of single-phase synchronous d-q reference frame controller for shunt active filter under distorted voltage condition. *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*. IEEE, 2010, s. 1-6. DOI: 10.1109/PEDES.2010.5712526. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5712526>

- [12] DA SILVA, Sergio A. Oliveira, Angelo Feracin NETO, Silvia G. S. CERVANTES, Alessandro GOEDTEL a Claudionor F. NASCIMENTO. Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems. *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*. IEEE, 2010, s. 832-837. DOI: 10.1109/ICIT.2010.5472605. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5472605>
- [13] SUM, K. Kit. BROADBAND TELCOM POWER, Inc. *Valley-Fill Power Factor Correction Circuit* [patent]. USA. U.S. Patent, 6141230. Uděleno 31.10.2000.
- [14] CHONGMING QIAO a K.M. SMEDLEY. Unified constant-frequency integration control of three-phase standard bridge boost rectifiers with power-factor correction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2003, vol. 50, issue 1, s. 100-107. DOI: 10.1109/TIE.2002.804980. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1174065>
- [15] BHENDE, C.N., S. MISHRA a S.K. JAIN. TS-Fuzzy-Controlled Active Power Filter for Load Compensation. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2006, vol. 21, issue 3, s. 1459-1465. DOI: 10.1109/TPWRD.2005.860263. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1645189>
- [16] GUPTA, Nitin, S. P. SINGH a S. P. DUBEY. Fuzzy logic controlled shunt active power filter for reactive power compensation and harmonic elimination. *2011 2nd International Conference on Computer and Communication Technology (ICCCCT-2011)*. IEEE, 2011, s. 82-87. DOI: 10.1109/ICCCCT.2011.6075180. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6075180>
- [17] BIČÁK, Jan, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Lineární obvody a systémy*. Vyd. 1. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2007, 204 s. ISBN 978-80-01-03649-5.
- [18] RODRIGUEZ, P., R. TEODORESCU, I. CANDELA, A.V. TIMBUS, M. LISERRE a F. BLAABJERG. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006, s. 1-7. DOI: 10.1109/PESC.2006.1712059. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1712059>
- [19] WILLIAMS, Arthur B a Fred J TAYLOR. *Electronic filter design handbook*.: 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2006, 775 s. ISBN 00-714-7171-5.
- [20] WIDROW, Bernard a István KOLLAR. *Quantization noise: roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications*. New York: Cambridge University Press, 2008, xxviii, 751 p. ISBN 05-218-8671-6.
- [21] REKTORYS, Karel. *Přehled užití matematiky II* 7. vyd. Praha: Prometheus, 2000, xxxii, 874 s. ISBN 80-7196-181-7.
- [22] DAVÍDEK, Vratislav, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Analogové a číslicové filtry*. 2. vyd. dotisk. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2006, 345 s. ISBN 80-010-3026-1.
- [23] BREJCHA, M. - HÁJEK, J. - ČERNEK, P. - PÍGL, J. - PAPEŽ, V. - et al.: Střední hodnota okamžitého výkonu pro řízení aktivních filtrů. In *Proceedings of the 13th International Scientific Conference EPE 2012*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012, s. 323-328. ISBN 978-80-214-4514-7.

- [24] UHLÍŘ, Jan a Pavel SOVKA. *Číslíkové zpracování signálů*. Vyd. 2., přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002, 327 s. ISBN 80-010-2613-2.
- [25] BREJCHA, Michal, BAYER, Rudolf: Detekce průchodů nulou pomocí adaptivního filtru pro základní harmonickou frekvenci. In *Proceedings of the 12th International Scientific Conference Electric Power Engineering 2011*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2011, s. 1-4. ISBN 978-80-248-2393-5.
- [26] BAYER, Rudolf, BREJCHA, Michal: Simple Adaptive Control for a Single Phase Shunt Active Filter. In *Applied Electronic 2011*. Plzeň: University of West Bohemia, 2011, p. 39-42. ISBN 978-80-7043-987-6.
- [27] ŠTRUPL, Miroslav; SOVKA, Pavel. *Web Server Noel* [online]. 12. 12. 2006 [cit. 2013-05-31]. Cvičení k předmětu ADA. Dostupné z WWW: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/ada/adacv/adacv.html>.
- [28] SOVKA, Pavel, POLLÁK, Petr. *Vybrané metody Číslíkového zpracování signálů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003. 258 s. ISBN 80-01-02821-6.
- [29] LYONS, Richard G. *Understanding digital signal processing*. 3rd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2011, xxiii, 954 s. ISBN 978-0-13-702741-5.
- [30] MEYER-BÄSE, Uwe. *Digital signal processing with field programmable gate arrays*. 3rd ed. Berlin: Springer, c2007, 774 s. ISBN 978-3-540-72612-8.
- [31] SHENOI, Belle A. *Introduction to digital signal processing and filter design*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, c2006, 423 s. ISBN 9780471654421 (HBK.).
- [32] SMITH, W. *Digital signal processing: scientist and engineer's guide*. Vyd. 1. California: California Technical Publishing, 1997, 626 s. ISBN 09-660-1763-3.
- [33] ČSN EN 61000-4-27. *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) - Část 4-27: Zkušební a měřicí technika - Nesymetrie - Zkouška odolnosti*. Praha: ČNI, 2001.
- [34] REKTORYS, Karel. *Přehled užití matematiky I* 7. vyd. Praha: Prometheus, 2000, xxxii, 720 s. ISBN 978-80-7196-180-2.

PŘÍLOHA A

VÝSLEDKY SIMULACE FÁZOVÉHO ZÁVĚSU VYUŽÍVAJÍCÍHO PQ TEORII

Simulace je zaměřena na schopnost algoritmu správně detekovat souslednou symetrickou složku. V tomto případě se jedná o detekci sousledné složky proudu ve shodě s obrázkem 28. Počáteční hodnota úhlové frekvence byla v algoritmu nastavena na

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,2 \text{ rad/s}$$

Frekvence vstupních signálů byla nastavena na 52 Hz, tj. cílová úhlová frekvence byla:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 57 = 326,7 \text{ rad/s}$$

Odděleně byl sledován vliv nesymetrie a harmonických složek na schopnost algoritmu naladit se na cílovou frekvenci a produkovat požadované sinusové signály s odpovídající fází. Pro možnost porovnání jsou nastavení vstupů shodná s nastavením vstupů simulací algoritmu uvedeného v příloze B.

A.1 Vliv nesymetrie

Velikost nesymetrie vstupních signálů byla nastavena ve shodě s normou ČSN EN 61000-4-27[33]. Zařízení se v této normě dělí do 3 tříd. Nejprísnejší kritéria jsou určena pro třídu 3, která je doporučena pro test zkoušeného zařízení, především pokud platí některá z následujících podmínek:

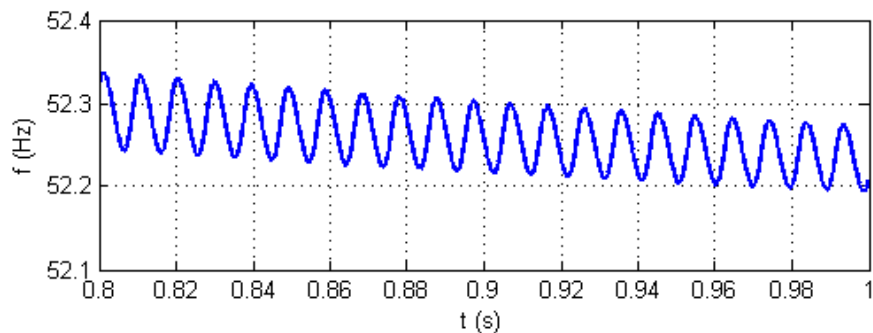
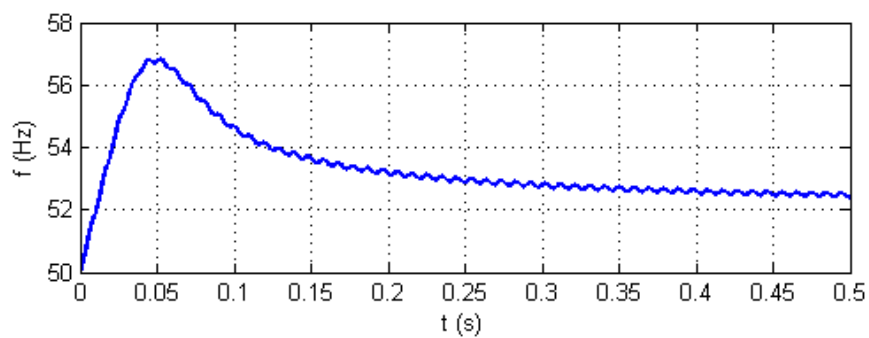
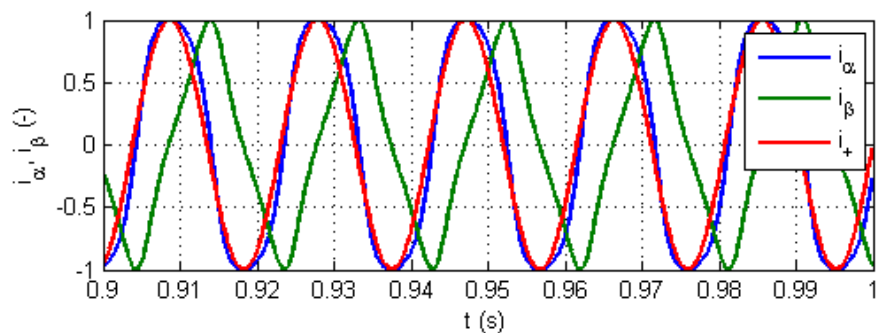
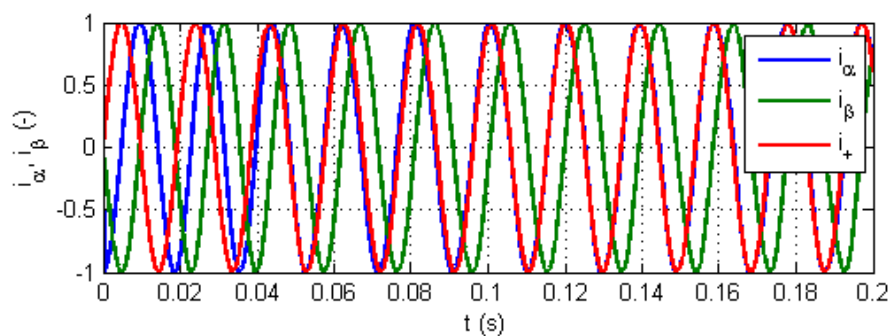
- převážná část zátěže je napájena přes měniče;
- jsou-li přítomny svářečky;
- jsou-li velké motory často spouštěny;
- zátěže se rychle mění.

Činnost algoritmu v zařízeních, které pracují za předešlých podmínek nelze vyloučit, proto byly zvoleny úrovně nesymetrie pro tuto třídu. Nastavení vstupních průběhů napětí jsou uvedena v tabulce 9.

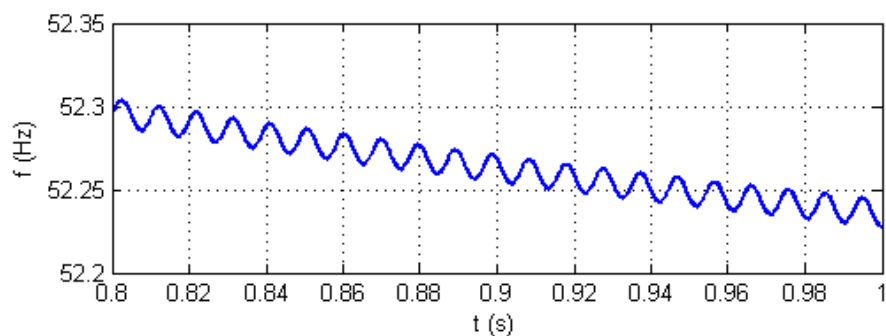
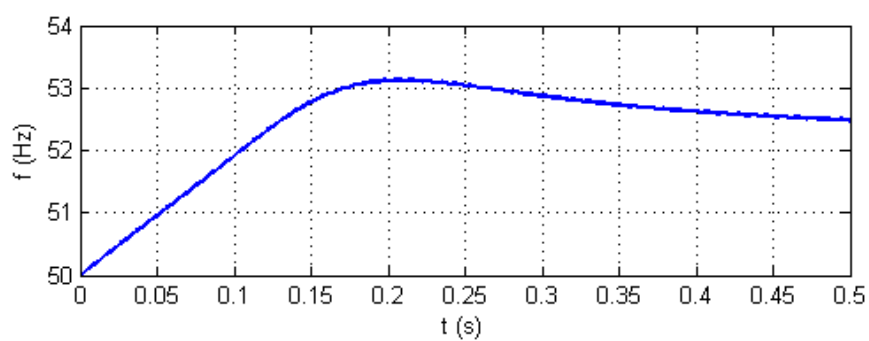
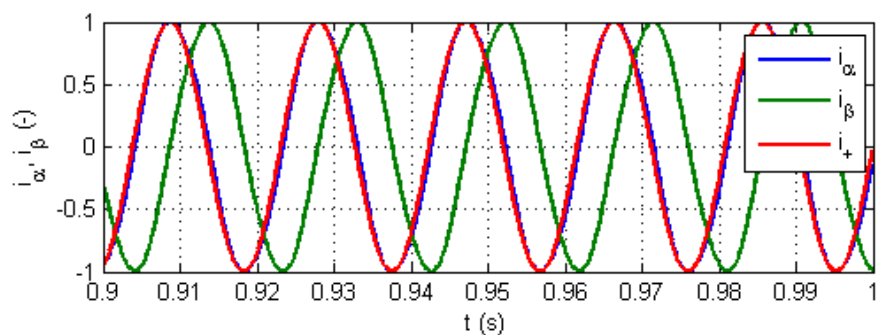
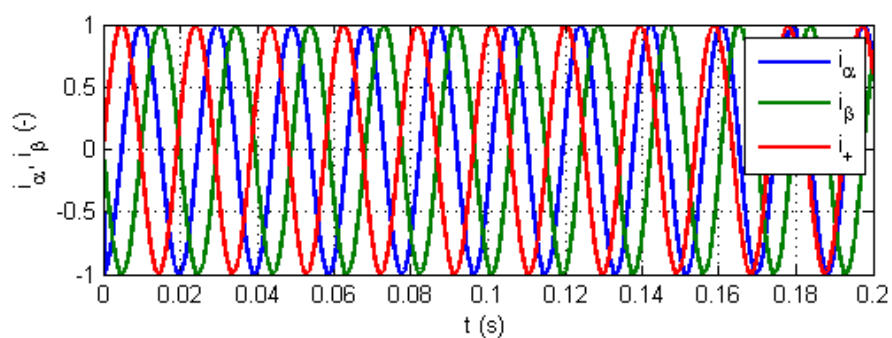
Číslo zkoušky	Fáze	Amplituda (% U_N)	Úhel (°)
1	U_a	100	0
	U_b	93,5	127
	U_c	87	240
2	U_a	100	0
	U_b	87	134
	U_c	74	238
3	U_a	110	0
	U_b	66	139
	U_c	71	235

Tabulka 9: Zkušební úrovně dle ČSN EN 61000-4-27[33]

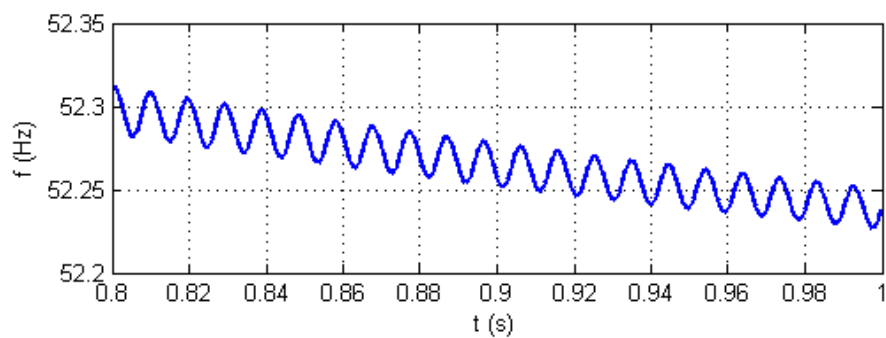
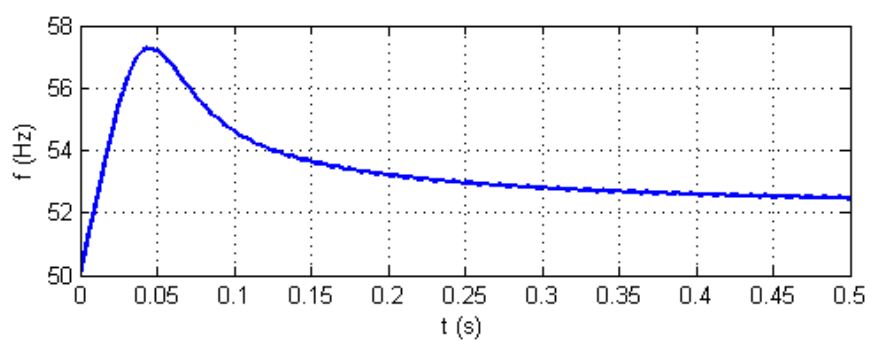
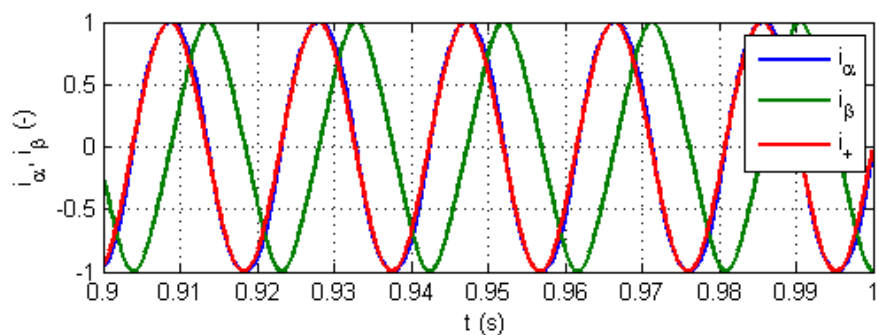
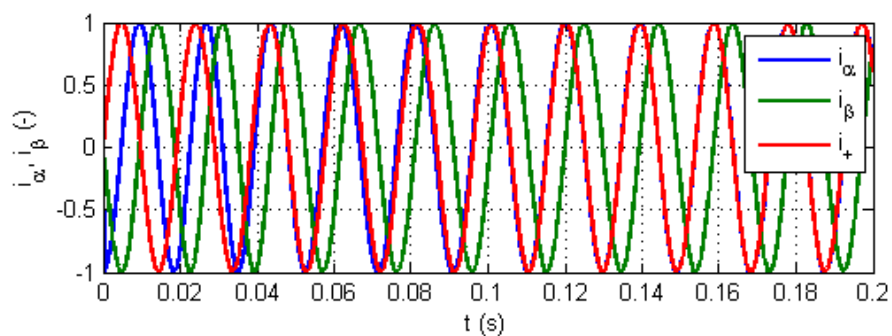
A.1.1 Číslo zkoušky 3,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



A.1.2 Číslo zkoušky 3,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$



A.1.3 Číslo zkoušky 1,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



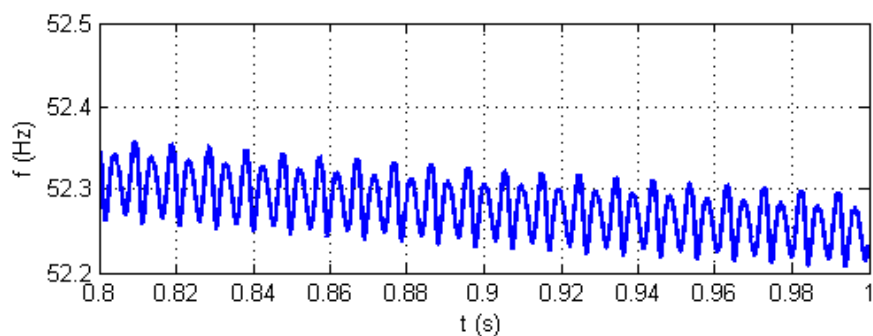
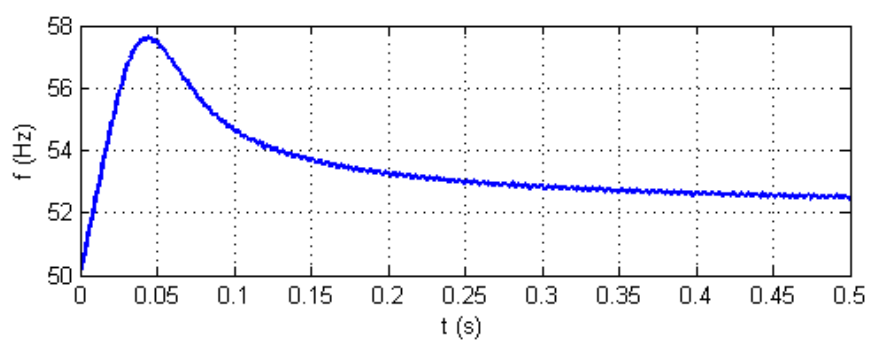
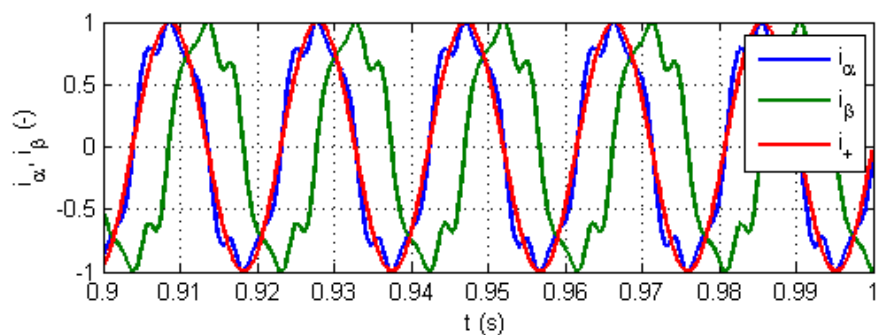
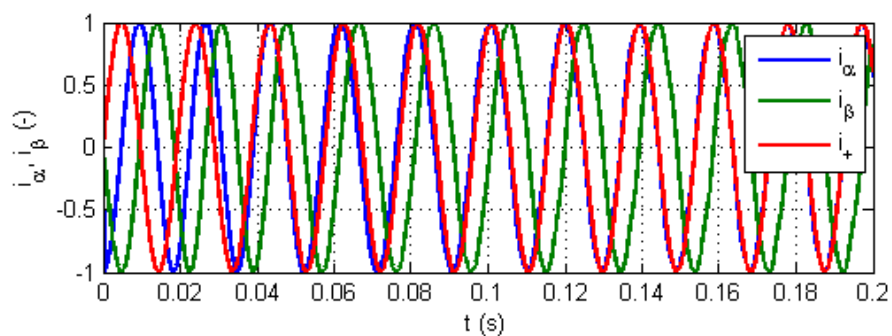
A.2 Vliv harmonických složek

Algoritmus je předpokládán pro trojvodičovou napájecí síť, kde se nevyskytují liché harmonické složky násobků 3. Sudé harmonické složky jsou obvykle v energetických sítích zanedbatelné a proto nejsou uvažovány ani při simulaci. Byl testován vliv 5. a 7. harmonické. Průběhy na základní harmonické frekvenci byly nastaveny symetrické a stejně tak přidané harmonické složky měly ve všech fázích shodné amplitudy a odpovídající fázové posuny. Tabulka 10 uvádí zvolené nastavení harmonických složek pro jednotlivé zkoušky.

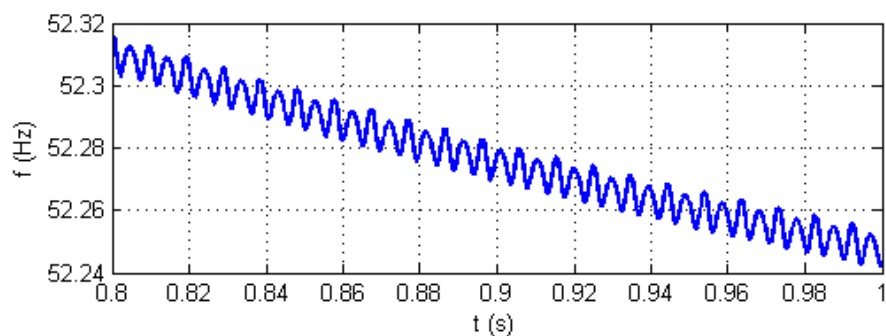
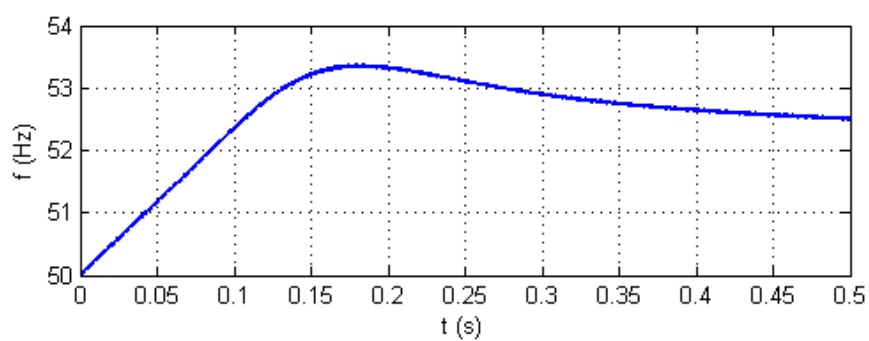
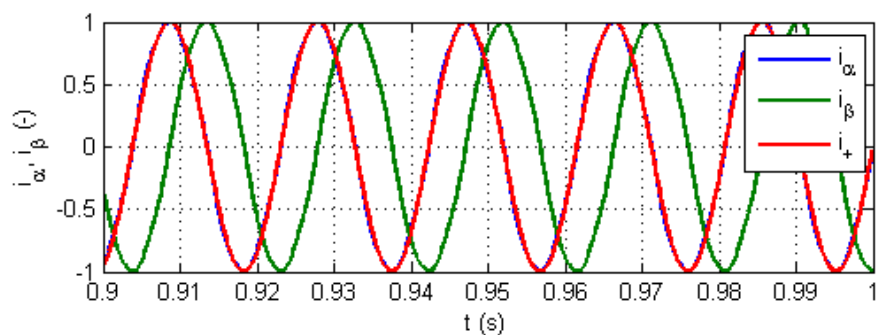
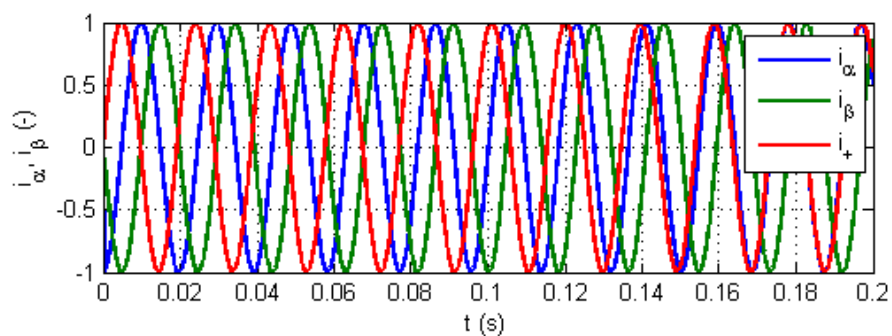
Číslo zkoušky	Harmonická	Amplituda (% U_N)	Úhel (°)
1	5.	30	30
	7.	10	-50
2	5.	10	30
	7.	5	-50

Tabulka 10: Zkušební úrovně harmonických složek při simulaci

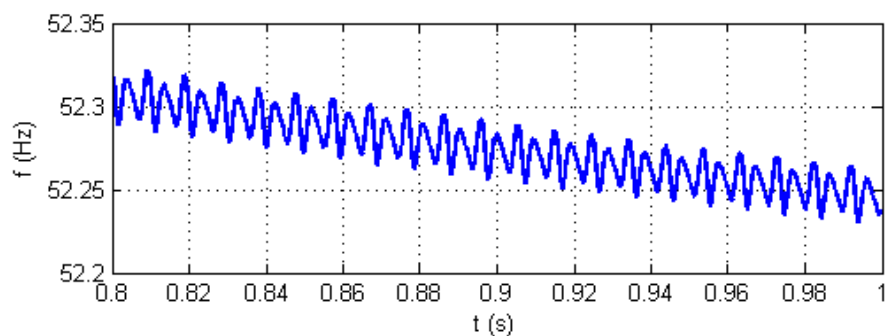
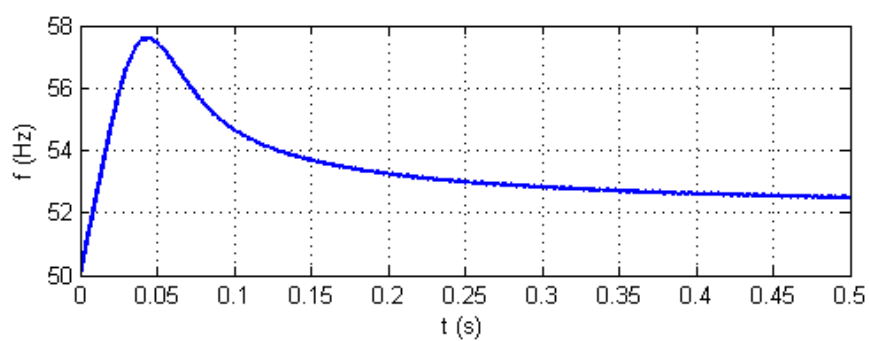
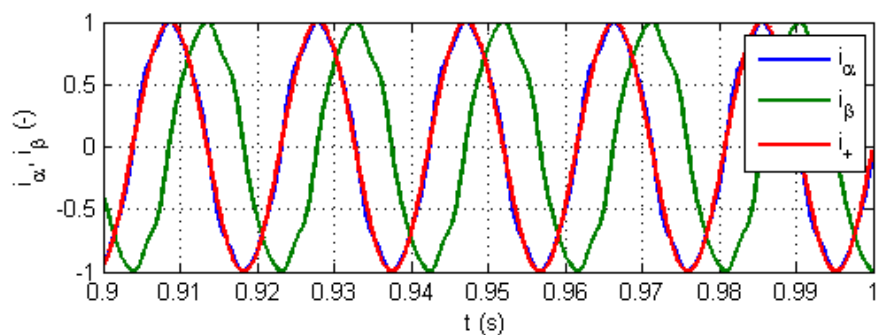
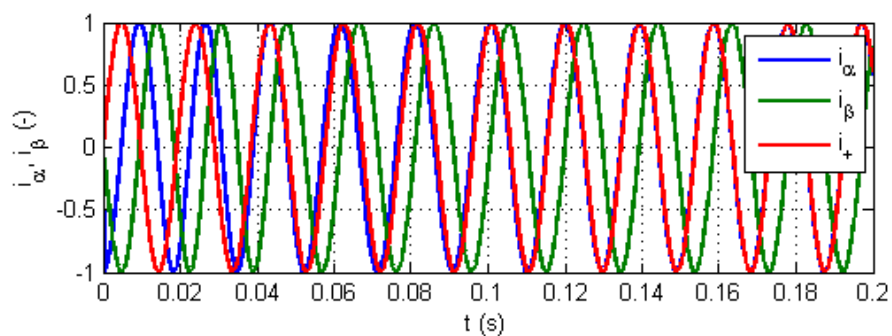
A.2.1 Číslo zkoušky 1,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



A.2.2 Číslo zkoušky 1, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$



A.2.3 Číslo zkoušky 2, konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



PŘÍLOHA B

VÝSLEDKY SIMULACE ADAPTIVNÍHO FILTRU SOUSLEDNÉ SYMETRICKÉ SLOŽKY

Simulace je zaměřena na schopnost algoritmu správně detekovat souslednou symetrickou složku. V tomto případě se jedná o detekci sousledné složky napětí ve shodě s obrázkem 45. Počáteční hodnota úhlové frekvence byla v algoritmu nastavena na

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,2 \text{ rad/s}$$

Frekvence vstupních signálů byla nastavena na 52 Hz, tj. cílová úhlová frekvence byla:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 57 = 326,7 \text{ rad/s}$$

Odděleně byl sledován vliv nesymetrie a harmonických složek na schopnost algoritmu naladit se na cílovou frekvenci a produkovat požadované sinusové signály s odpovídající fází. Pro možnost porovnání jsou nastavení vstupů shodná s nastavením vstupů simulací algoritmu uvedeného v příloze A. Parametr K definující šířku pásma filtru SOGI měl při všech simulacích hodnotu 0,1.

B.1 Vliv nesymetrie

Velikost nesymetrie vstupních signálů byla nastavena ve shodě s normou ČSN EN 61000-4-27[33]. Zařízení se v této normě dělí do 3 tříd. Nejprísnejší kritéria jsou určena pro třídu 3, která je doporučena pro test zkoušeného zařízení, především pokud platí některá z následujících podmínek:

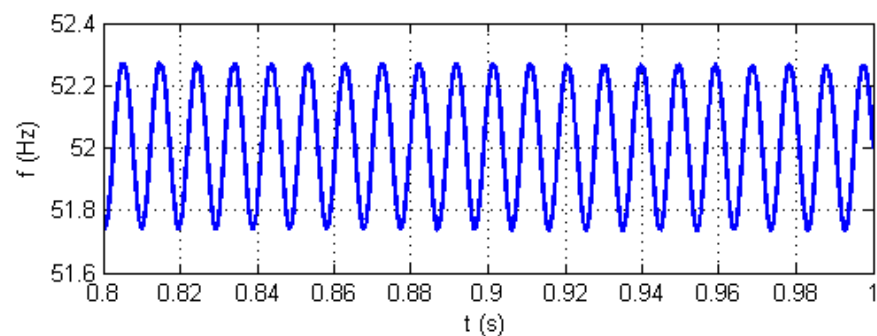
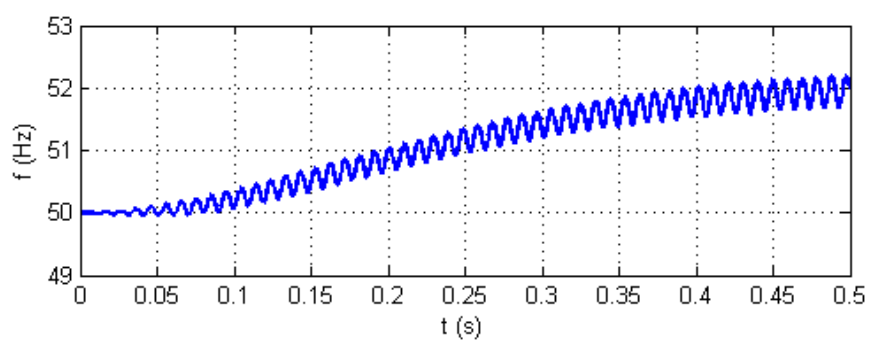
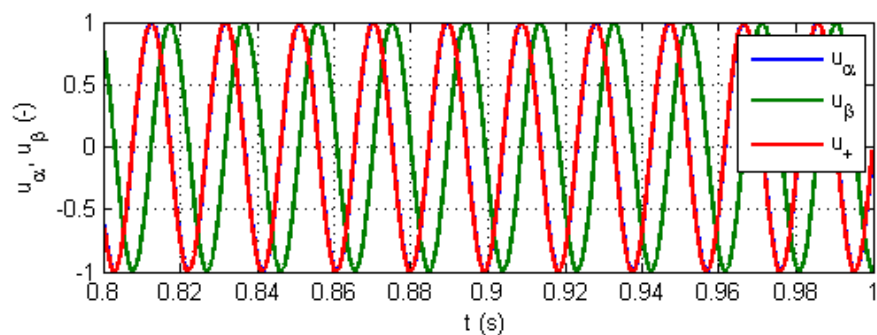
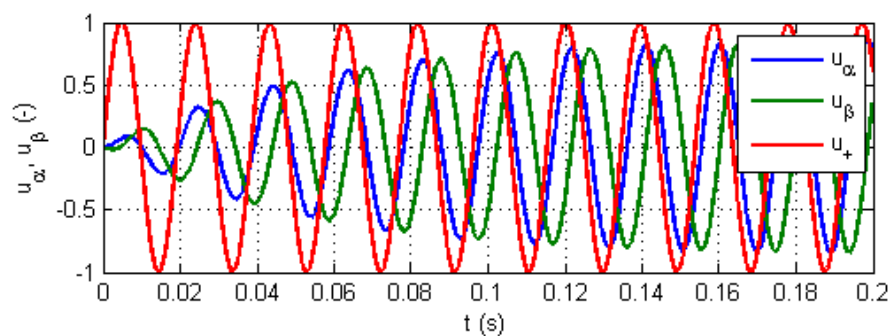
- převážná část zátěže je napájena přes měniče;
- jsou-li přítomny svářečky;
- jsou-li velké motory často spouštěny;
- zátěže se rychle mění.

Činnost algoritmu v zařízeních, které pracují za předešlých podmínek nelze vyloučit, proto byly zvoleny úrovně nesymetrie pro tuto třídu. Nastavení vstupních průběhů napětí jsou uvedena v tabulce 11.

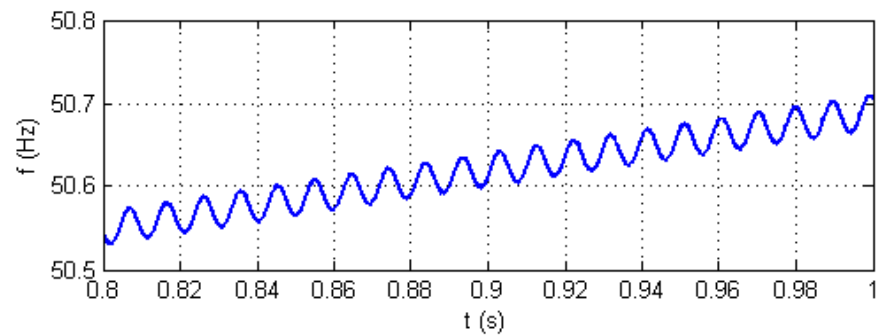
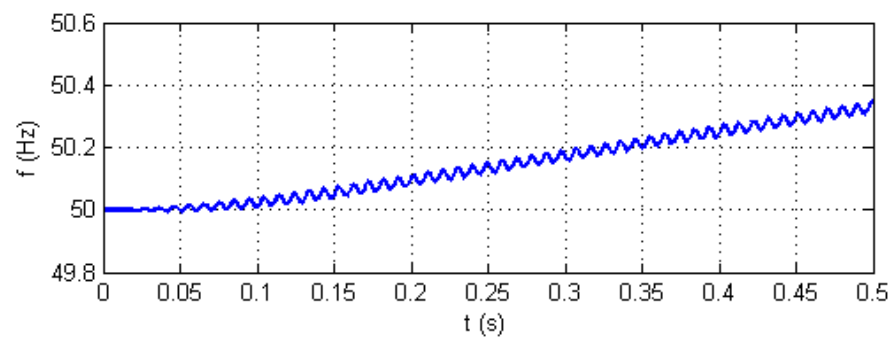
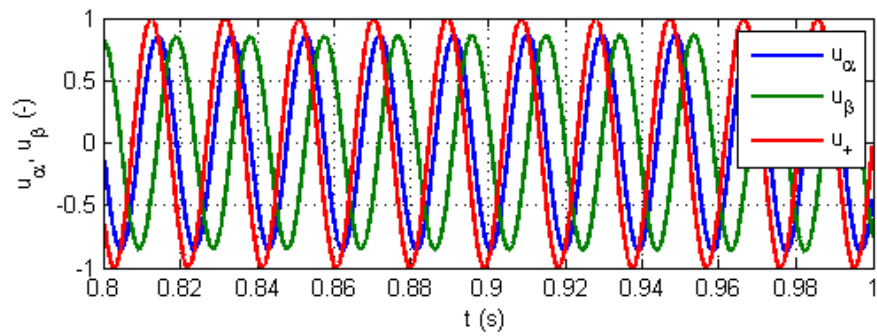
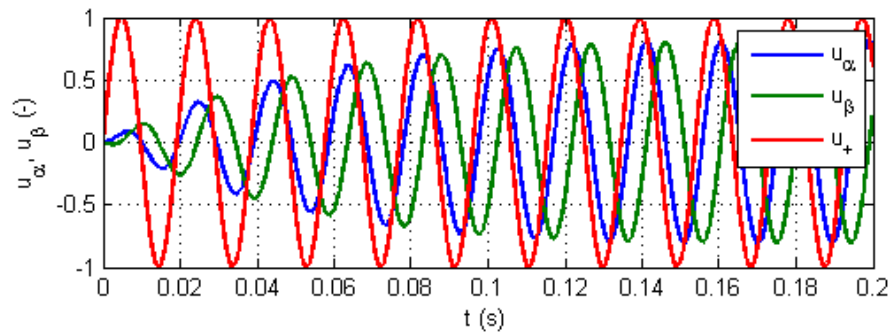
Číslo zkoušky	Fáze	Amplituda (% U_N)	Úhel (°)
1	U_a	100	0
	U_b	93,5	127
	U_c	87	240
2	U_a	100	0
	U_b	87	134
	U_c	74	238
3	U_a	110	0
	U_b	66	139
	U_c	71	235

Tabulka 11: Zkušební úrovně dle ČSN EN 61000-4-27[33]

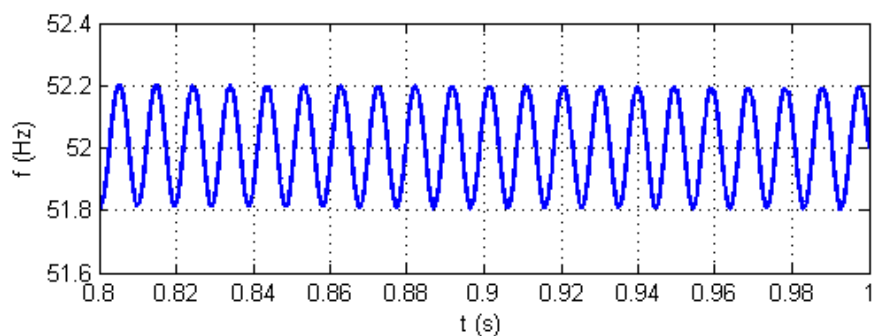
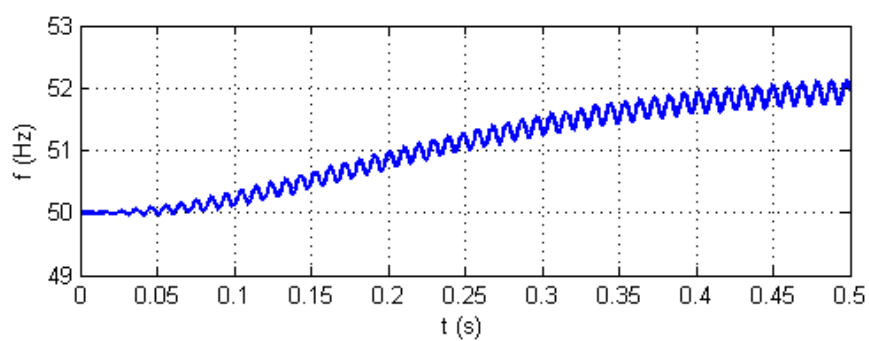
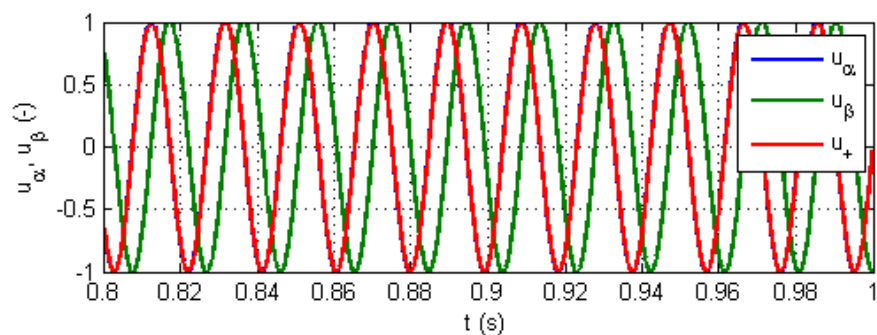
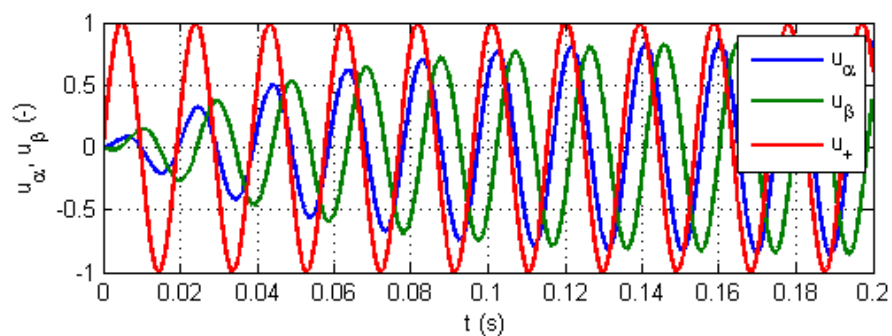
B.1.1 Číslo zkoušky 3,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



B.1.2 Číslo zkoušky 3,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$



B.1.3 Číslo zkoušky 1,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



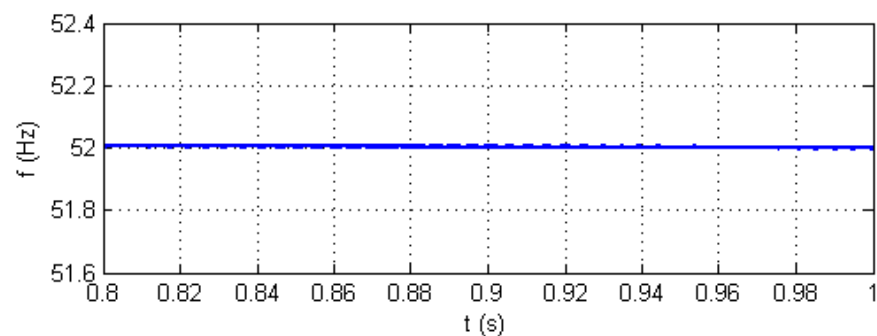
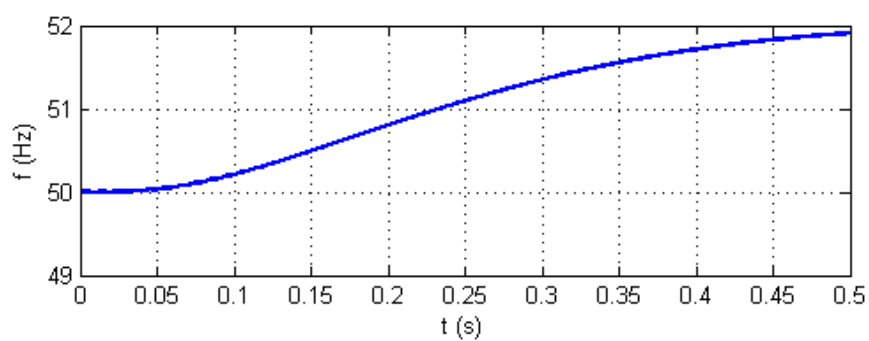
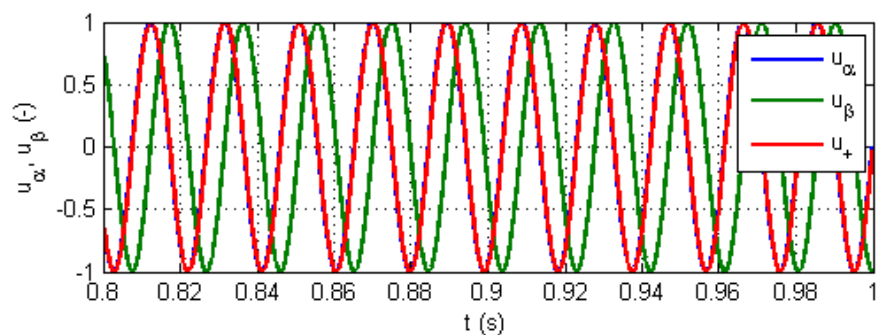
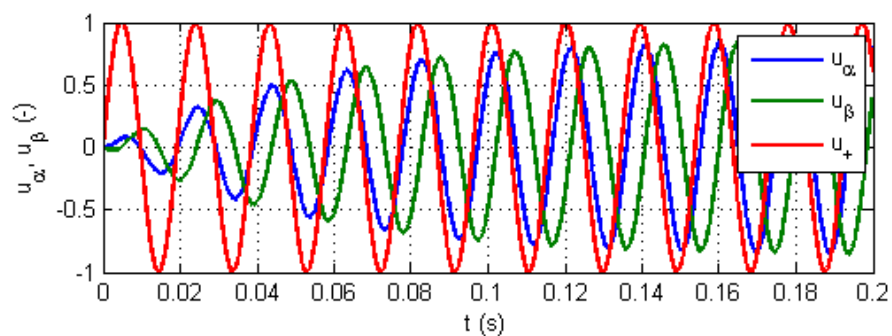
B.2 Vliv harmonických složek

Algoritmus je předpokládán pro trojvodičovou napájecí síť, kde se nevyskytují liché harmonické složky násobků 3. Sudé harmonické složky jsou obvykle v energetických sítích zanedbatelné a proto nejsou uvažovány ani při simulaci. Byl testován vliv 5. a 7. harmonické. Průběhy na základní harmonické frekvenci byly nastaveny symetrické a stejně tak přidané harmonické složky měly ve všech fázích shodné amplitudy a odpovídající fázové posuny. Tabulka 12 uvádí zvolené nastavení harmonických složek pro jednotlivé zkoušky. Amplituda základní harmonické složky byla nastavena na hodnotu $\sqrt{2/3}$, kvůli zachování jednotkových amplitud po Clarkové transformaci.

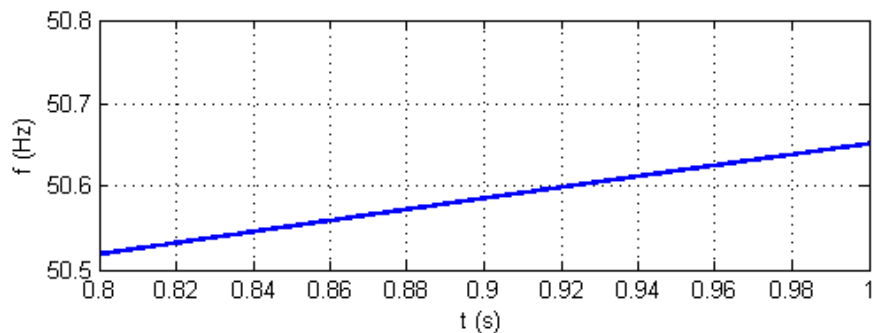
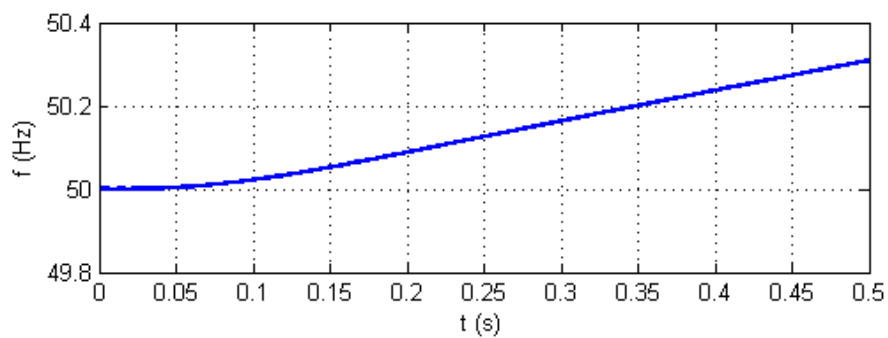
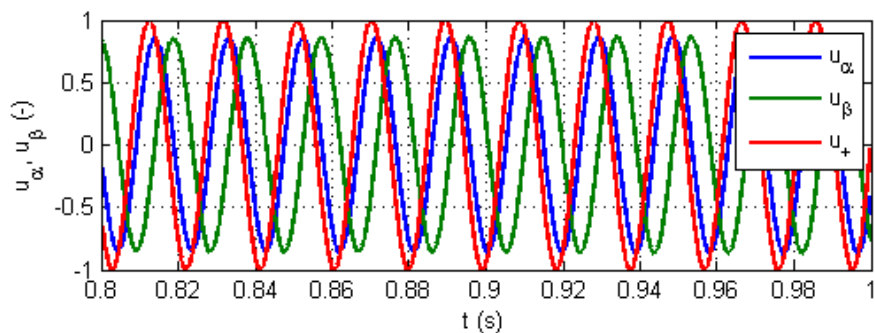
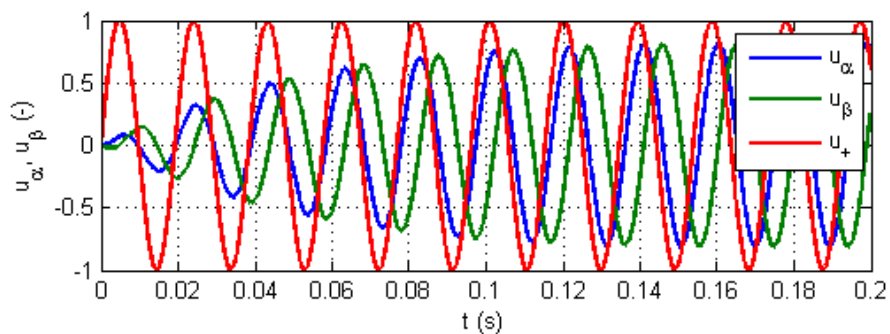
Číslo zkoušky	Harmonická	Amplituda (% U_N)	Úhel (°)
1	5.	30	30
	7.	10	-50
2	5.	10	30
	7.	5	-50

Tabulka 12: Zkušební úrovně harmonických složek při simulaci

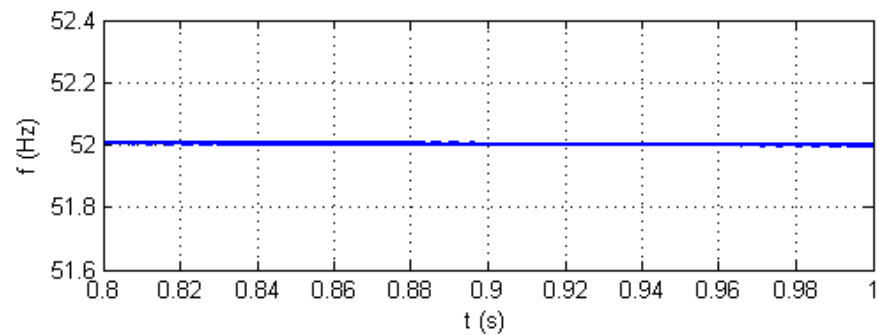
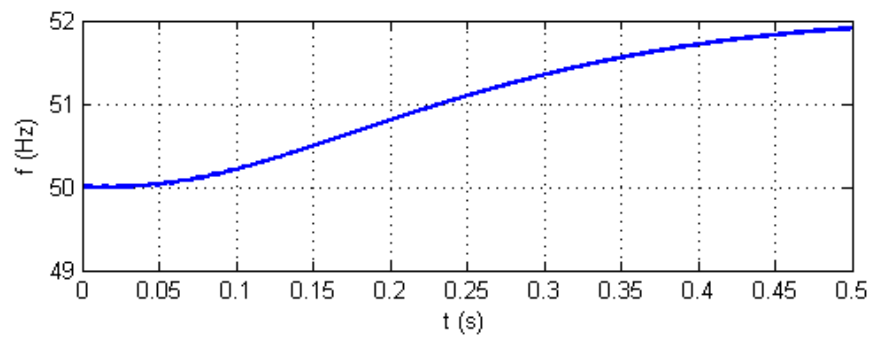
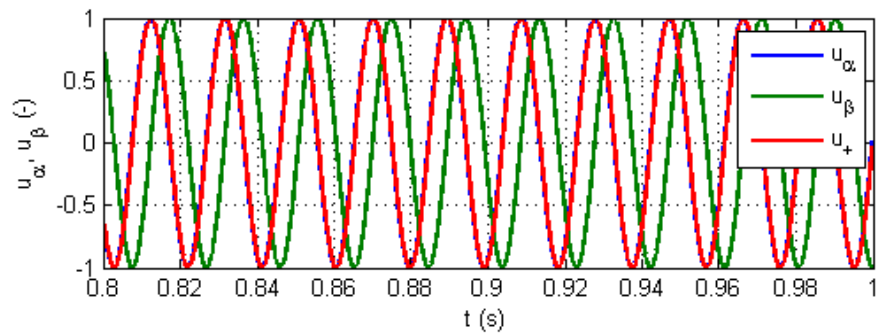
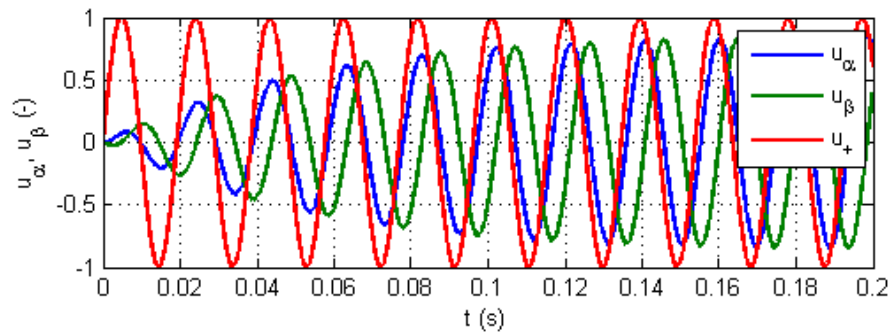
B.2.1 Číslo zkoušky 1,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



B.2.2 Číslo zkoušky 1,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-6}$



B.2.3 Číslo zkoušky 2,
konstanta integračního regulátoru $K_I = 10^{-5}$



REJSTŘÍK

- řádová čárka
 - pevná, 30
 - pohyblivá, 31
- řada
 - Fourierova, 3
 - Taylorova, 42
- adaptivní
 - úzkopásmová propust, 61
 - filtr, 59
 - filtr sousledné složky, 65
- AGC, 65
- AHF, 13
- CompactRIO, 18
- decimace, 46
- dither, 41
- DVR, 12
- fázový
 - posun, 3
 - závěs, 53
 - závěs EPLL, 57
 - závěs SRF-PLL, 55
- filtr
 - CIC, 45, 49
 - FIR, 45, 48
 - IIR, 45
- harmonický(á)
 - funkce, 3
 - průběh, 3
 - složka, 3
- kvantizační
 - šum, 33
 - chyba, 33
 - krok, 30
 - teorém, 33, 38
- limitní cyklus, 41
- LMS, 60
- LSB, 33
- metoda řízení
 - FUZZY, 25
 - PQ teorie, 27, 59
 - SRF, 23
 - UCFIC, 24
- MSB, 35
- náhodná veličina
 - rozptyl, 34
 - střední hodnota, 33
- PFC, 24
- polynom
 - Taylorův, 42
- rekurzivní výpočet, 39
- SOGI, 65
- STATCOM, 11
- SVC, 11
- transformace
 - Clarkové, 8, 36, 67
 - Hilbertova, 67
 - Parkova, 8, 55
 - symetrických složek, 7
- UPS, 11
- výkon
 - činný, 5
 - jalový, 5
 - neaktivní, 5
 - okamžitý, 5