

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Rondineli Rodrigues Pereira

**APLICAÇÃO DE FILTROS ADAPTATIVOS
EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração:

Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador:

Luiz Eduardo Borges da Silva

Co-orientador:

Germano Lambert Torres

Março de 2009

Itajubá - MG

Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter me permitido realizar meus sonhos, que a anos atrás pareciam tão impossíveis. E que a cada dia me abençoa com suas graças em minha vida.

A minha mãe Ivony que sempre orou, torceu, realizou e continua realizando grandes esforços para que eu possa continuar na minha caminhada em busca dos meus sonhos. A meu grande irmão Ramon, que às vezes me tira do sério, mas a quem tenho um grande amor e dedicação.

Agradeço meus avós, Carmelita e Valdete (in memorian), Iracema e Sebastião, aos meus tios, tias, primas e primos que sempre me incentivam na luta diária por meus objetivos. A minha namorada Danielle pelo carinho e compreensão.

Ao povo brasileiro e a FAPEMIG pelo apoio financeiro, neste dois anos de pesquisa.

Um agradecimento especial ao professor Luiz Eduardo pela atenção, apoio, amizade, confiança e estímulo. Ao professor Germano pela sua prestativa colaboração. E também ao amigo Carlos Henrique pela grande ajuda e observações contrutivas sobre o trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta uma nova estratégia para melhorar a aplicação de Filtros Adaptativos para detecção de harmônicos em um Filtro Ativo de Potência *Shunt*.

O objetivo final da estratégia é melhorar a velocidade de convergência do Filtro Adaptativo e reduzir o erro em regime permanente. Dois casos principais são apresentados e discutidos, um com um Filtro Adaptativo *FIR (Finite Impulse Response)* e outro com um Filtro Adaptativo Sintonizado. Nos dois casos o algoritmo *Least Mean Square (LMS)* foi usado para o ajuste dos coeficientes.

Simulações utilizando o *Matlab/Simulink* são apresentadas para esclarecer o algoritmo. Implementações práticas também são realizadas usando o Processador Digital de Sinais da *Texas Instruments TMS320F2812*, sendo os resultados apresentados. Aspectos importantes relacionados ao tempo de cálculo gasto pelo Filtro Adaptativo, a velocidade de convergência durante alterações na carga e ao erro em regime permanente, são apresentados.

Abstract

This work presents a new strategy to improve the applicability of Adaptive Filters for harmonic detection in Shunt Active Power Filters (SAPF).

The final objective of the strategy is improving the speed of convergence of the Adaptive Filter and reduces the steady-state error. Two main cases are presented and discussed, one with a Finite Impulse Response (FIR) Adaptive Filter and another with an Adaptive Notch Filter. The Least Mean Square (LMS) algorithm was used to adjust the coefficients in the both cases.

Simulations using Matlab/Simulink are presented to clarify the algorithm. Also practical implementation is performed using the DSP Texas Instruments TMS320F2812 and the results depicted. Important aspects concerning the calculation time of the adaptive filter, convergence speed during changes in the load and the steady-state error, are presented.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract.....	iii
Índice	iv
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	xi
Lista de Abreviaturas.....	xii
1 Introdução.....	1
2 O Filtro Ativo de Potência.....	4
2.1 Detecção de Harmônicos em Filtros Ativos de Potência Paralelos	5
2.1.1 Métodos no Domínio da Frequência	6
2.1.2 Métodos no Domínio do Tempo.....	8
3 Filtros Adaptativos	13
3.1 O Filtro Adaptativo	13
3.2 A Filtragem Adaptativa	14
3.3 Estruturas para o Filtro	15
3.4 Algoritmos de Adaptação Baseados no Gradiente	18
3.4.1 Forma Geral do Algoritmo	18
3.4.2 Função de Custo <i>MSE (Mean-Square Error)</i>	19
3.4.3 A Solução de Wiener.....	19
3.4.4 Método <i>Steepest Descent</i>	21
3.4.5 O Algoritmo <i>LMS (Least Mean Square)</i>	22
3.5 Aplicações.....	23
3.5.1 Cancelamento de Ruído Adaptativo	23
3.5.2 Predição Linear com Filtro Adaptativo	24

3.6	Filtro Adaptativo Sintonizado (<i>Adaptive Notch Filter</i>)	25
4	Aplicação de Filtros Adaptativos em Filtros Ativos de Potência.....	27
4.1	Detecção de Harmônicos com Filtro Adaptativo.....	28
4.2	Predição Linear com Filtro Adaptativo	30
5	Estratégia para o Passo de Adaptação Variável.....	36
5.1	Nova Estratégia para o Passo de Adaptação Variável	37
6	Resultados de Simulação	46
6.1	Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.....	46
6.2	Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	53
6.3	Filtro Adaptativo Sintonizado (<i>Adaptive Notch Filter</i>)	61
7	Resultados Experimentais	70
7.1	Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	74
7.2	Filtro Adaptativo Sintonizado (<i>Adaptive Notch Filter</i>)	84
8	Conclusão	98
8.1	Conclusão Geral.....	98
8.2	Trabalhos Futuros	99
	Referências Bibliográficas.....	100
	Apêndice A – Blocos do <i>Simulink</i> Montados para a Simulação	102
	Apêndice B – DSP TMS320F2812	108
B.1	O Espaço de Memória.....	109
B.2	Conversor Analógico-Digital (<i>ADC</i>)	110
B.3	Ambiente de Desenvolvimento.....	113
B.3.1	<i>C/C++ Header Files and Peripheral Examples</i>	114
B.3.2	<i>IQMath</i>	115
	Apêndice C – Artigos Publicados e em Espera de Resposta.....	116

Lista de Figuras

Figura 2.1: Idéia geral de um Filtro Ativo.....	4
Figura 2.2: Filtro Ativo Paralelo	5
Figura 2.3: Filtro passa-alta construído com um filtro passa-baixa.	10
Figura 3.1: Estrutura geral de um Filtro Adaptativo.	14
Figura 3.2: Estrutura de um filtro <i>FIR</i>	16
Figura 3.3: Estrutura de um filtro <i>IIR</i>	17
Figura 3.4: Estrutura geral para o Cancelamento de Ruído Adaptativo.	24
Figura 3.5: Estrutura geral para predição linear.	25
Figura 3.6: Estrutura para o Filtro Adaptativo Sintonizado.	26
Figura 4.1: Princípio da detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	29
Figura 4.2. Princípio da detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo Sintonizado. .	30
Figura 4.3: Princípio para predição linear com Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	31
Figura 4.4: Gráfico superior: sinal senoidal sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.	32
Figura 4.5: Gráfico superior: sinal senoidal sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.	33
Figura 4.6: Gráfico superior: sinal com a fundamental, 5° e 7° harmônicos sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.	34
Figura 4.7: Gráfico superior: sinal com a fundamental, 5° e 7° harmônicos sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.	34
Figura 5.1: Diagrama em blocos do oscilador de Coulon.	37
Figura 5.2: Detecção de amplitude e ângulo de fase com oscilador de <i>Coulon</i>	40
Figura 5.3: Detecção da variação na amplitude da componente fundamental para $\varphi_1 = 0^\circ$	40
Figura 5.4: Detecção da variação na amplitude da componente fundamental para $\varphi_1 = 20^\circ$	41
Figura 5.5: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L	43
Figura 5.6: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L	43

Figura 5.7: Detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo <i>FIR</i> para um valor de μ fixo.	44
Figura 5.8: Detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo <i>FIR</i> para um valor de μ variável.....	45
Figura 6.1: Tensão da fonte e sinal de entrada do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.	48
Figura 6.2: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho em regime permanente.	48
Figura 6.3: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.	49
Figura 6.4: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.	50
Figura 6.5: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.....	50
Figura 6.6: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho com transitório.	51
Figura 6.7: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.	52
Figura 6.8: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.	52
Figura 6.9: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L no Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.....	53
Figura 6.10: Tensão da fonte e sinal de entrada do Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	54
Figura 6.11: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo <i>FIR</i> em regime permanente.	54
Figura 6.12: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.	55
Figura 6.13: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	56
Figura 6.14: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	56
Figura 6.15: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo <i>FIR</i> com transitório.	57

Figura 6.16: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.	58
Figura 6.17: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	58
Figura 6.18: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo <i>FIR</i> com três transitórios seguidos.	59
Figura 6.19: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com três transitórios seguidos. 60	
Figura 6.20: Resultado da compensação com três transitórios seguidos utilizando o Filtro Adaptativo <i>FIR</i>	60
Figura 6.21: Tempo de ajuste da saída do Filtro Adaptativo <i>FIR</i> em detalhe.....	61
Figura 6.22: Tensão da fonte e sinais de entrada para o Filtro Adaptativo Sintonizado.62	
Figura 6.23: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado em regime permanente.	62
Figura 6.24: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.	63
Figura 6.25: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo Sintonizado.....	64
Figura 6.26: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo Sintonizado.....	64
Figura 6.27: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado com transitório.	65
Figura 6.28: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.	66
Figura 6.29: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo Sintonizado.....	66
Figura 6.30: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado com três transitórios seguidos.	67
Figura 6.31: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com três transitórios seguidos. 68	
Figura 6.32: Resultado da compensação com três transitórios seguidos utilizando o Filtro Adaptativo Sintonizado.	68
Figura 6.33: Tempo de ajuste da saída do Filtro Adaptativo Sintonizado em detalhe... 69	
Figura 7.1: Estrutura geral de um Filtro Ativo de Potência Paralelo.	70

Figura 7.2: Foto frontal do FAPP utilizado nos testes experimentais.	72
Figura 7.3: Carga não-linear utilizada no experimento.	72
Figura 7.4: Sensores <i>Hall</i> de tensão e corrente utilizados no FAPP.	72
Figura 7.5: Placas de condicionamento de sinal, inversor VSI e placa com o DSP TMS320F2812.	73
Figura 7.6: Corrente da carga de 6,5A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.	74
Figura 7.7: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	75
Figura 7.8: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	75
Figura 7.9: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	76
Figura 7.10: Corrente da carga de 12,8A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.....	78
Figura 7.11: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 12,8A <i>RMS</i> ..	78
Figura 7.12: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	79
Figura 7.13: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	79
Figura 7.14: Corrente da carga de 19,2A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.....	81
Figura 7.15: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 19,2A <i>RMS</i> ..	81
Figura 7.16: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	82
Figura 7.17: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	82
Figura 7.18: Distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L	84
Figura 7.19: Corrente da carga de 6,5A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.....	86
Figura 7.20: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	86
Figura 7.21: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	87
Figura 7.22: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	87
Figura 7.23: Corrente da carga de 12,8A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.....	89
Figura 7.24: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 12,8A <i>RMS</i> ..	89
Figura 7.25: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	90
Figura 7.26: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	90
Figura 7.27: Corrente da carga de 19,2A <i>RMS</i> para fases as A, B e C.....	92
Figura 7.28: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 19,2A <i>RMS</i> ..	92
Figura 7.29: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	93
Figura 7.30: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	93
Figura 7.31: Distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L	94
Figura 7.32: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ fixo... 96	
Figura 7.33: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ variável.	97

Figura 7.34: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ variável,
em detalhe. 97

Lista de Tabelas

Tabela 6.1: Valor <i>RMS</i> de cada componente harmônico da corrente da carga para simulação.....	47
Tabela 7.1: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	77
Tabela 7.2: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	80
Tabela 7.3: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	83
Tabela 7.4: Valores da Distorção Harmônica Total de I_S para os três valores de I_L	84
Tabela 7.5: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 6,5A <i>RMS</i>	88
Tabela 7.6: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 12,8A <i>RMS</i>	91
Tabela 7.7: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 19,2A <i>RMS</i>	94
Tabela 7.8: Valores da distorção Harmônica Total de I_S para os três valores de I_L	95

Lista de Abreviaturas

Abreviaturas	Significado
FAP	Filtro Ativo de Potência
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
DSP	Digital Signal Processor
MSE	Mean-Square Error
LMS	Least Mean Square
THDi	Current Total Harmonic Distortion
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
VSI	Voltage Source Inverter
CSI	Current Source Inverter
V_s	Tensão da Fonte
I_L	Corrente da Carga
I_C	Corrente de Compensação
I_s	Corrente da Fonte
T_a	Tempo de Adaptação

1 Introdução

A proliferação de conversores de potência estáticos, tais como retificadores monofásicos e trifásicos, conversores tiristorizados e outras aplicações da eletrônica de potência vêm causando alguns efeitos colaterais nos sistemas elétricos. Tais efeitos se devem a não linearidade característica destas cargas que provocam sérios distúrbios nas fontes CA.

Estes distúrbios têm como causa principal os harmônicos de corrente que provocam o aquecimento adicional dos elementos do sistema, como transformadores e condutores, reduzem a estabilidade do sistema e diminuem as margens seguras de operação. Contribuindo para uma crescente piora na qualidade da energia elétrica fornecida.

Em geral, o conteúdo harmônico das correntes nas fontes está constantemente mudando em virtude das necessidades da corrente nas cargas. Neste contexto os Filtros Ativos de Potência (FAP) aparecem como uma solução adequada ao problema exposto.

Neste trabalho, será utilizada a topologia do Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP). O FAPP tem como função principal o fornecimento de todo o conteúdo harmônico presente na corrente da carga. Deste modo, a função da concessionária de energia elétrica se restringe a fornecer a corrente fundamental.

Atualmente, os algoritmos denominados na literatura de Referência Síncrona [6] e Teoria da Potência Instantânea p-q [7] são as duas técnicas mais utilizadas para extrair o conteúdo harmônico da corrente da carga no Filtro Ativo de Potência Paralelo.

O método de detecção de harmônicos com Filtragem Adaptativa vem, nos últimos anos, sendo aplicado na tarefa de extrair o conteúdo harmônico da corrente da carga utilizado no algoritmo de controle dos FAPP. Entretanto, é necessária a aplicação de técnicas para melhorar a velocidade de convergência do algoritmo de adaptação do Filtro Adaptativo com vistas à melhoria do comportamento dinâmico do FAPP.

Neste trabalho foi desenvolvida uma nova estratégia para melhorar a aplicação de Filtros Adaptativos na detecção de harmônicos em um Filtro Ativo de Potência Paralelo. O objetivo principal da técnica desenvolvida é melhorar a velocidade de convergência do Filtro Adaptativo e reduzir o erro em regime permanente.

Os conceitos teóricos e a metodologia aplicada no trabalho foram apresentados e comprovados pelas simulações e resultados experimentais. As simulações foram realizadas no programa *Matlab/Simulink* com os Filtros Adaptativos para Ajuste do Ganho, FIR e Sintonizado. Os resultados experimentais foram implementados no Processador Digital de Sinais TMS320F2812 para o controle de FAPP utilizando a linguagem de programação C.

O Filtro Ativo de Potência Paralelo é composto por 3 inversores fonte de tensão de 35kVA, trabalhando em uma frequência de chaveamento de 40kHz. A tensão do *link DC* foi ajustada em 400V. Foi usado um indutor de 5mH para conectar o FAPP no sistema de potência, sendo a tensão do sistema de 220V.

A carga não-linear utilizada foi um retificador de 6 pulsos, tipo *CSI* (do inglês, *Current Source Inverter*), de 100kVA.

Os testes em regime permanente foram realizados para três valores diferentes de amplitude da corrente da carga, com os seguintes valores *RMS*: 6,5A, 12,8A e 19,2A. E para o teste com transitório na amplitude da corrente da carga foi aplicado um transitório de 6,5A para 12,8A, ou seja, uma variação de aproximadamente 100%.

Esta dissertação está organizada conforme os capítulos descritos a seguir:

O Capítulo 2, ***Filtro Ativo de Potência***, apresenta o conceito básico sobre estes equipamentos e os principais algoritmos de extração do conteúdo harmônico, utilizados.

O Capítulo 3, ***Filtros Adaptativos***, aborda a teoria geral da Filtragem Adaptativa, o funcionamento do algoritmo de adaptação *Least Mean Square* e as estruturas para os Filtros Adaptativos *FIR* e Sintonizado.

No Capítulo 4, ***Aplicação de Filtros Adaptativos em Filtros Ativos de Potência***, é realizada uma breve revisão da literatura sobre este tema e as duas principais aplicações, detecção de harmônicos e predição linear, são discutidas.

O Capítulo 5, ***Estratégia para o Passo de Adaptação Variável***, explica a necessidade da utilização do passo de adaptação variável e o funcionamento da nova estratégia desenvolvida neste trabalho.

O Capítulo 6, ***Resultados de Simulação***, apresenta os resultados das simulações realizadas no *Matlab/Simulink* para os Filtros Adaptativos para Ajuste de Ganho, *FIR* e Sintonizado. Comprovando a eficiência da estratégia desenvolvida.

No Capítulo 7, **Resultados Experimentais**, são mostrados os resultados da implementação, no DSP TMS320F2812, da detecção de harmônicos, com Filtros Adaptativos *FIR* e Sintonizado, no controle de um FAPP.

E no capítulo 8, **Conclusão**, as conclusões pertinentes e as possibilidades de trabalhos futuros são apresentadas.

2 O Filtro Ativo de Potência

A presença dos componentes harmônicos causa problemas aos sistemas elétricos devido ao seu efeito deteriorante e, mais importante ainda é a maneira adversa na qual os harmônicos afetam a qualidade de energia. Alguns problemas são a redução da vida útil de máquinas girantes, ressonâncias, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência. Estes problemas devem ser compensados de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada eficiência especificada.

Para contornar estes problemas, surgiram os Filtros Ativos de Potência (FAP) [1-2]. Os Filtros Ativos são equipamentos “inteligentes”, que possuem um processador digital como elemento central. A todo instante este processador está calculando o tipo de compensação necessária para eliminar as componentes indesejadas no sistema naquele momento. Dessa forma, ele se adapta perfeitamente a qualquer variação nos parâmetros do sistema em que ele está inserido. A Figura 2.1 ilustra este processo.

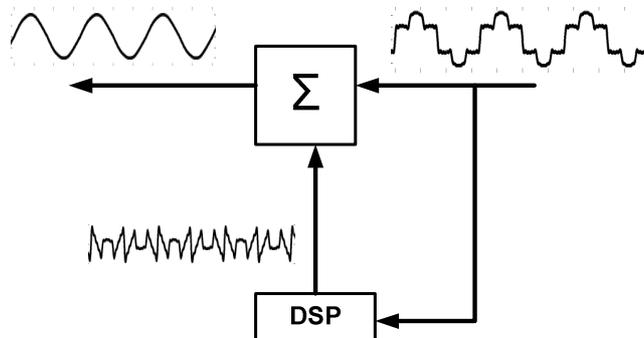


Figura 2.1: Idéia geral de um Filtro Ativo

Nota-se, na Figura 2.1, que o princípio de funcionamento dos Filtros Ativos é uma soma do sinal de entrada (que contém a componente fundamental e os harmônicos) com o sinal de compensação (que contém somente os harmônicos, porém defasados de 180°), como resultado desta soma tem-se somente a componente fundamental da corrente.

Quando se deseja corrigir problemas relacionados à corrente, deve-se realizar uma soma de correntes. Portanto é necessário instalar um Filtro Ativo em paralelo com

a carga, pois esta é única forma de somar duas correntes (Lei dos Nós de *Kirchoff*). Quando se deseja corrigir problemas relacionados à tensão, deve-se realizar uma soma de tensões. Portanto é necessário instalar um Filtro Ativo em série com a carga, pois esta é única forma de se somar duas tensões (Lei das Malhas de *Kirchoff*).

A Figura 2.2 ilustra a aplicação de um Filtro Ativo em paralelo alimentando uma carga não-linear. Este circuito absorve da concessionária de energia uma corrente com formato não senoidal. Esta corrente distorcida prejudica as outras cargas (lineares ou não) ligadas ao mesmo barramento e por conseqüência a própria concessionária, que tem sua imagem ligada à qualidade do produto que oferece. A solução, portanto é instalar um Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP), também denominado Filtro Ativo de Potência *Shunt*, para gerar uma corrente contendo apenas a parcela da distorção que a carga necessita para funcionar. Dessa forma, a concessionária precisará fornecer apenas a corrente senoidal.

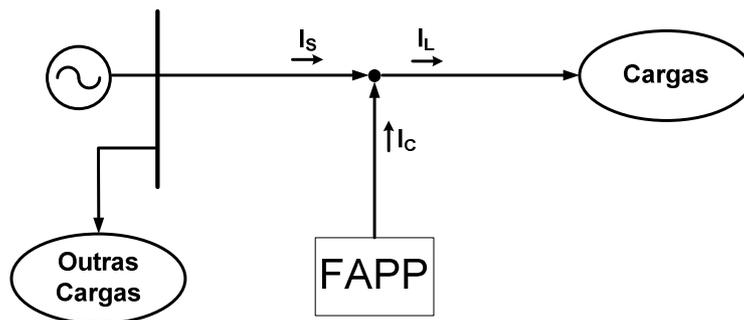


Figura 2.2: Filtro Ativo Paralelo

2.1 Detecção de Harmônicos em Filtros Ativos de Potência Paralelos

A técnica ou método de detecção de harmônicos é a parte do controle de um FAPP capaz de determinar atributos específicos dos harmônicos (frequência, amplitude, fase, duração) presentes em um sinal de entrada por meio de um algoritmo matemático especial.

A classificação do método de detecção de harmônico pode ser realizada dependendo do algoritmo matemático envolvido [3]. Os métodos mais utilizados são

classificados em dois grupos: os métodos de detecção de harmônicos no domínio do tempo e o no domínio da frequência.

2.1.1 Métodos no Domínio da Frequência

Os métodos no domínio da frequência são caracterizados pela análise de Fourier, sendo desenvolvidos para que os resultados possam ser extraídos o mais rápido possível com a redução do número dos cálculos, permitindo a implementação nos Processadores Digitais de Sinal.

A Transformada de *Fourier* Discreta (*DFT*, do inglês *Discrete Fourier Transform*), a Transformada Rápida de *Fourier* (*FFT*, do inglês *Fast Fourier Transform*) e a Transformada de *Fourier* Discreta Recursiva (*RDFT*, do inglês *Recursive Discrete Fourier Transform*) são os métodos de detecção de harmônicos no domínio da frequência mais utilizados [3-5].

A Transformada Discreta de *Fourier* (*DFT*) é uma transformação matemática em um sinal discreto, com a qual se obtém a informação de amplitude e de fase de um harmônico especificado. A Equação 2.1 apresenta esses conceitos.

Uma vez que os harmônicos foram detectados e isolados no domínio da frequência, a transformação inversa para o domínio do tempo deve ser realizada para a obtenção do sinal de referência a ser enviado para o controlador de corrente ou tensão.

$$\mathbf{X}_h = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) - j \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sin\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right)$$
$$\mathbf{X}_h = X_{h(real)} + j \cdot X_{h(imag)}$$
$$|\mathbf{X}_h| = \sqrt{(X_{h(real)})^2 + (X_{h(imag)})^2}$$
$$\varphi_h = \tan^{-1}\left(\frac{X_{h(imag)}}{X_{h(real)}}\right) \tag{2.1}$$

Onde:

N : o número de amostras por período da fundamental;

$x(n)$: sinal de entrada (tensão ou corrente) na amostra n ;

\mathbf{X}_h : vetor complexo de *Fourier* do harmônico h ;

$X_{h(real)}$ e $X_{h(imag)}$: parte real e imaginária de X_h , respectivamente;

$|\mathbf{X}_h|$ e φ_h : amplitude e fase de X_h , respectivamente;

A Transformada Rápida de *Fourier* (*FFT*) segue a mesma representação matemática da Equação 2.1, mas de uma forma diferente para reduzir o número de operações e, conseqüentemente, o tempo de execução do algoritmo. A *FFT* utiliza uma operação chamada dizimação, que consiste em uma decomposição de uma *DFT* de N pontos em duas transformações *DFT* de $N/2$ pontos. Este processo pode ser aplicado a qualquer sinal de N amostras, desde que N seja uma potência de 2. A decomposição pode ser repetidamente aplicada até que a transformação trivial de 1 ponto seja calculada. O número de operações é reduzido de N^2 para $N \cdot \log_2(N)$.

A Transformada de *Fourier* Discreta Recursiva (*RDFT*) utiliza o mesmo princípio da *DFT*, mas calculado em uma janela móvel. A janela é deslocada a todo tempo de amostragem com um número fixo de amostra, usualmente uma amostra por simplicidade. Desta maneira, a *DFT* pode ser aplicada nos novos pontos. As únicas diferenças entre as janelas atual e anterior são o primeiro e a última amostra, todos os outros pontos são os mesmos, não havendo necessidade de amostrá-los novamente.

Sendo o resultado da *DFT* calculado para a janela anterior, uma expressão recursiva como na Equação 2.2 pode ser desenvolvida para evitar o mesmo cálculo para a nova janela. Desta maneira, o método *RDFT* é considerado mais adequado para a implementação em tempo real do que a *DFT* e a *FFT*.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_h &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W^{-hi} \\ W &= e^{(j\frac{2\pi}{N})} \\ X_h(k) &= \frac{1}{N} (x(k) - x(k - N)) + W^h \cdot X_h(k - 1) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Os métodos de detecção de harmônico baseado na análise de *Fourier* apresentam alguns problemas quanto à quantidade de memória necessária para o armazenamento das amostras e o tempo de processamento necessário para a execução do algoritmo.

Com isto, estes métodos acabam sendo menos utilizados em comparação aos métodos no domínio do tempo, como será visto a seguir.

2.1.2 Métodos no Domínio do Tempo

Os métodos no domínio do tempo oferecem um aumento na velocidade e uma redução no número de cálculos em comparação aos métodos no domínio da frequência. Os dois métodos no domínio do tempo mais utilizados são o método da Teoria da Potência Instantânea p-q ou método p-q [6] e o método da Referência Síncrona ou método id-iq [7]. A seguir, a idéia geral de cada um destes métodos será explicada.

2.1.2.1 Método da Teoria da Potência Instantânea p-q

O método proposto por *Akagi* (método p-q) utiliza a Teoria das Potências Instantâneas p-q. Nesta técnica são calculadas as potências real e imaginária, ambas com componentes CC e CA. As componentes CC, que correspondem à frequência fundamental, são extraídas por meio de filtros. As componentes CA, que correspondem ao conteúdo harmônico, são utilizadas para gerar o padrão de referência das correntes de compensação. Este método tem a desvantagem de ser afetado pela presença de harmônicos na tensão da rede. O método é muito eficiente para cargas trifásicas equilibradas alimentadas com tensão senoidal.

Primeiramente, as tensões e as correntes trifásicas são transformadas para o sistema de coordenadas ortogonais α - β -0 (Transformação de Clarke), como apresentado nas Equações 2.3 e 2.4.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{l0} \\ i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A potência real p e a potência imaginária q são dados pela Equação 2.5.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De acordo com a Teoria da Potência Instantânea p-q, p e q são decompostos em potência real e imaginária, respectivamente:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.6)$$

As equações acima demonstram o relacionamento entre a nova e a velha teoria das potências. O valor médio de p , isto é \bar{p} , corresponde à potência média convencional (Potência Ativa, P). A potência real alternada \tilde{p} representa a energia por segundo que está sendo transferida da fonte para a carga e vice-versa em qualquer instante de tempo. Esta energia se deve às correntes harmônicas e seu valor médio é nulo. Esta pulsação de energia entre a fonte e a carga representa a energia sendo armazenada e liberada na carga/fonte trifásica ou bifásica (α - β). O valor médio da potência imaginária q , isto é, \bar{q} corresponde à potência reativa convencional (Potência Reativa, Q). A parte alternada de q , isto é, \tilde{q} é responsável pela potência reativa harmônica (devida às correntes harmônicas) em cada fase que, entretanto, quando somadas se anulam.

Pode-se concluir que o padrão de referência das correntes de compensação a serem geradas por um Filtro Ativo que vise à compensação harmônica pode ser calculado através da potência real e imaginária instantânea alternada: \tilde{p} e \tilde{q} . Através destas potências e da Equação 2.7, o padrão de referência para as correntes de compensação pode ser calculado no sistema α - β .

$$\begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

As respectivas correntes de compensação relativas ao sistema a-b-c podem ser determinadas por meio da transformação inversa, exemplificada na Equação (2.8).

$$\begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A determinação de \tilde{p} e \tilde{q} geralmente é feita através de um filtro passa-alta como o apresentado na Figura 2.3. Esta estratégia para implementação do filtro passa-alta é utilizada para evitar a distorção de fase. Desta maneira, o filtro passa-baixa extrai apenas o sinal CC, não ocorrendo alteração de fase neste sinal. A resposta dinâmica deste método é afetada pela resposta dinâmica do filtro passa-baixa utilizado.

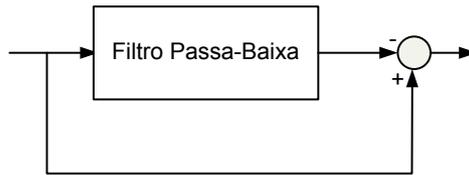


Figura 2.3: Filtro passa-alta construído com um filtro passa-baixa.

2.1.2.2 Método da Referência Síncrona

O método proposto por *Bhattacharya* (método id-iq) se baseia no cálculo das correntes ativa e reativa instantâneas. Este método cria um sistema de referência constituído por dois eixos ortogonais que giram na frequência da tensão da rede (sistema d-q), isto é, uma referência síncrona. Esta referência sincronizada com a rede é conseguida por meio de uma malha sincronizada pela fase ou *PLL* (do inglês, *Phase Locked Loop*). Nesta referência girante, a fundamental das correntes se transforma em níveis CC nas componentes id-iq, que são filtrados por meio de filtros convencionais. O método é imune à presença de harmônicas na tensão da rede, uma vez que o *PLL* apresenta uma forte característica de rejeição a ruídos. Como o método anterior, este método foi proposto para cargas trifásicas equilibradas.

Neste método, as correntes de compensação são obtidas por meio das componentes diretas e em quadratura (i_d - i_q , respectivamente) das correntes da carga não-linear. O cálculo destas correntes se dá através da aplicação da transformação de *Park* sobre as correntes da carga após a aplicação da transformação de *Clark* (transformação a-b-c para α - β -0), como apresentado na Equação 2.4. A aplicação da transformação de Park é mostrada na Equação 2.9.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde θ é o ângulo do vetor espacial de tensão.

Os vetores unitários da frequência fundamental, $\sin\theta$ e $\cos\theta$, são obtidos de uma malha sincronizada pela fase ou *PLL*. Por causa da forte característica de rejeição a ruído que pode ser atribuída ao *PLL*, o método da referência síncrona se mostra imune à presença de harmônicos na tensão da rede, o que não ocorre aos métodos baseados na Teoria das Potências Instantâneas p-q. As componentes i_d e i_q , da mesma forma que as potências p e q , também podem ser decompostas em componentes alternadas (CA) e constantes (CC).

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (2.10)$$

Em um sistema trifásico equilibrado, após a transformação de Park, as primeiras harmônicas se tornam componentes CC que constituem as partes constantes na Equação 2.10. Todas as correntes harmônicas de ordem superior se mantêm como componentes CA, sofrendo apenas um deslocamento de 60 Hz em sua frequência. Estes componentes, referentes ao conteúdo harmônico das correntes, constituem a parte alternada na Equação 2.10. Portanto, eliminando-se as partes constantes, ou seja, \bar{i}_d e \bar{i}_q , obtêm-se as correntes de compensação no sistema síncrono d-q.

A extração destas correntes CC pode ser feita através da mesma estratégia utilizada no método p-q e descrita anteriormente, com a utilização de um filtro passa-alta.

Uma vez determinadas as correntes de compensação \tilde{i}_d e \tilde{i}_q , elas devem ser convertidas para o sistema α - β -0 através da transformação de inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

E, então, convertidas para o sistema a-b-c através da transformação inversa de Clark:

$$\begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Após obter as correntes de compensação no sistema a-b-c, elas são utilizadas como sinal de referência em alguma técnica de controle de corrente para geração da corrente de compensação.

A Teoria das Potências Instantâneas p-q e a Referência Síncrona são os dois principais métodos de detecção de harmônicos no domínio do tempo, desta maneira, são amplamente utilizados nos algoritmos de controle dos Filtros Ativos de Potência.

O algoritmo de detecção de harmônicos baseado na Filtragem Adaptativa também é classificado como um método no domínio do tempo. Nos próximos capítulos, este algoritmo será detalhado através da teoria e da sua aplicação em um Filtro Ativo de Potência Paralelo.

3 Filtros Adaptativos

3.1 O Filtro Adaptativo

Um Filtro Adaptativo é um dispositivo computacional que procura modelar a relação entre dois sinais em tempo real de maneira iterativa [8]. Um Filtro Adaptativo pode ser implementado como um conjunto de instruções executadas por um Microprocessador de Propósito Geral ou um Processador Digital de Sinais (*DSP*), como um conjunto de operações lógicas numa *Field-Programmable Gate Array (FPGA)* ou ainda em um circuito integrado *VLSI* personalizado.

Um Filtro Adaptativo pode ser definido por quatro aspectos:

1. Os sinais processados pelo filtro.
2. A estrutura que define como o sinal de saída do filtro é calculado a partir do sinal de entrada.
3. Os parâmetros da estrutura que podem ser alterados iterativamente mudando a relação entre a entrada e a saída do filtro.
4. O algoritmo de adaptação que descreve como os parâmetros serão ajustados de um instante para o próximo.

Ao escolher uma estrutura de Filtro Adaptativo em particular, deve ser especificado o número e tipo de parâmetros que podem ser ajustados. O algoritmo de adaptação usado para atualizar os valores dos parâmetros do sistema pode ser obtido entre uma grande quantidade de algoritmos existentes e comumente é formulado através de um procedimento de otimização para minimizar um erro.

Como notação matemática utilizada, neste texto, quantidades escalares serão representadas por letras minúsculas e quantidades vetoriais por letras maiúsculas em negrito. Então, seqüências ou sinais escalares e vetoriais serão representados como $x(n)$ e $\mathbf{X}(n)$, respectivamente.

3.2 A Filtragem Adaptativa

A Figura 3.1 mostra um diagrama em bloco no qual uma amostra do sinal digital de entrada $x(n)$ é processada por um Filtro Adaptativo, que calcula a amostra do sinal de saída $y(n)$. O sinal de saída é comparado com um segundo sinal $d(n)$, chamado de resposta desejada, pela subtração das duas amostras no instante n . Este sinal gerado pela subtração é conhecido como sinal de erro $e(n)$, como pode ser observado na Equação 3.1.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.1)$$

O sinal de erro é usado no procedimento de adaptação dos coeficientes do filtro do instante n para o instante $n+1$ de uma forma bem definida. Este processo de adaptação é representado pela seta que atravessa o bloco do Filtro Adaptativo na Figura 3.1. Com o passar do processo de adaptação é esperado que a saída do Filtro Adaptativo torne-se mais próxima possível da resposta desejada e a magnitude de $e(n)$ decaia.

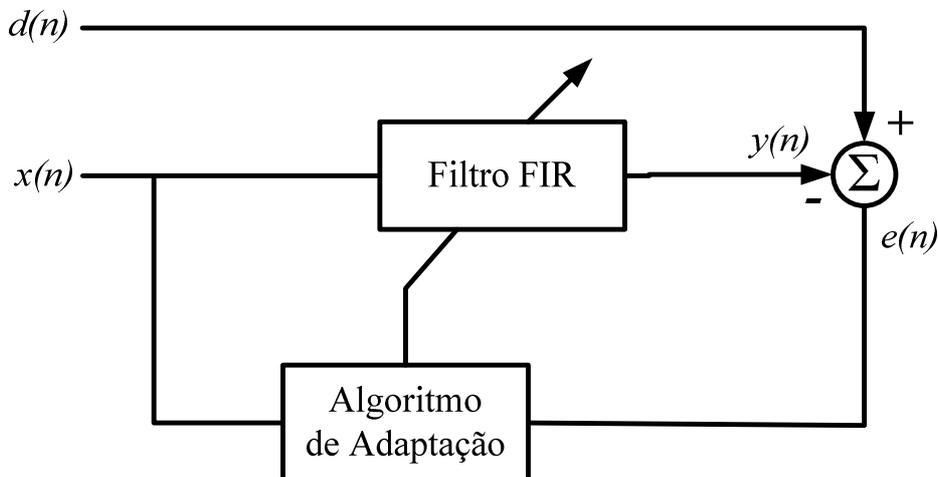


Figura 3.1: Estrutura geral de um Filtro Adaptativo.

Em filtragem adaptativa o termo adaptação refere-se ao método em que os parâmetros do sistema são alterados do instante n para o instante $n+1$. O número e tipo de parâmetros dentro do sistema dependem da estrutura computacional escolhida para o sistema.

Uma pergunta comum numa primeira análise da ação do Filtro Adaptativo diz respeito a qual seria sua utilidade em obter um sinal igual à resposta desejada $d(n)$ sendo o sinal $d(n)$ já conhecido. Na realidade o conceito de obter $y(n)$ a partir de $d(n)$ em alguns sistemas não permite a visualização das sutilezas da filtragem adaptativa. Para tanto é citado abaixo duas situações que podem responder a questão levantada.

- Na prática, a quantidade de interesse nem sempre é $d(n)$. A necessidade pode ser representar em $y(n)$ um componente específico de $d(n)$ contido em $x(n)$, ou isolar um componente de $d(n)$ que não está contido em $x(n)$ através do erro $e(n)$. Alternativamente, o interesse pode ser unicamente nos valores dos parâmetros do sistema não havendo preocupação com $x(n)$, $y(n)$ ou $d(n)$.
- Existem algumas situações nas quais $d(n)$ não está disponível em nenhum momento. Então, nestes casos deve-se utilizar a estimativa mais recente para calcular $y(n)$ na tentativa de estimar a resposta desejada $d(n)$.

3.3 Estruturas para o Filtro

Em geral, qualquer sistema com um número de parâmetros finito que afete o valor $y(n)$ calculado a partir de $x(n)$ pode ser utilizado como Filtro Adaptativo.

Definindo, então, o vetor de coeficientes ou *kernel* $\mathbf{W}(n)$ na Equação 3.2. Em que $\{w_i(n)\}$, com $0 \leq i \leq L-1$, são os coeficientes do sistema no instante n .

$$\mathbf{W}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ w_2(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)]^T \quad (3.2)$$

Com esta definição pode-se definir um relacionamento geral de entrada e saída para o Filtro Adaptativo como na Equação 3.3.

$$y(n) = f(\mathbf{W}(n), y(n-1), \dots, y(n-N), x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)) \quad (3.3)$$

Onde:

$f(\cdot)$: representa qualquer função linear ou não-linear.

M e N : são inteiros positivos.

Embora a Equação 3.3 represente a descrição mais geral da estrutura de um Filtro Adaptativo, existe um interesse em determinar o melhor relacionamento linear entre a entrada e a resposta desejada para muitos problemas. Este relacionamento tipicamente toma a forma de um filtro *Finite-Impulse-Response (FIR)* ou *Infinite-Impulse-Response (IIR)* [9]. A Figura 3.2 exibe a estrutura de um filtro *FIR*, em que z^{-1} denota uma unidade de atraso e cada $w_i(n)$ é um ganho multiplicativo dentro do sistema. Neste caso, os coeficientes em $\mathbf{W}(n)$ correspondem ao valor da resposta ao impulso do filtro no instante n . O sinal de saída $y(n)$ pode ser escrito como na Equação 3.4.

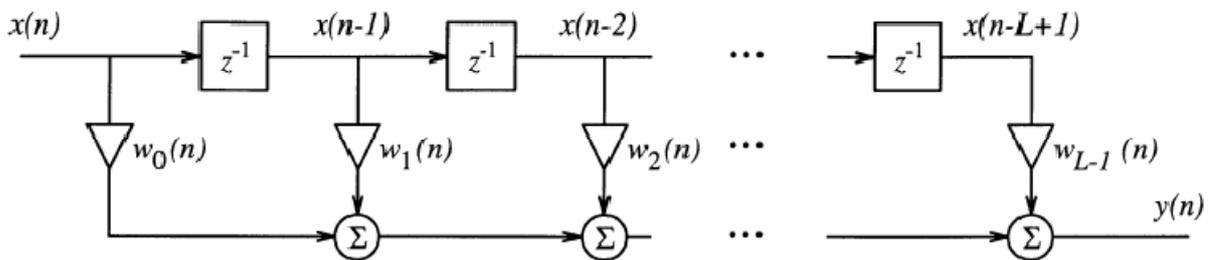


Figura 3.2: Estrutura de um filtro FIR.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) x(n-i) = \mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n) \quad (3.4)$$

Onde:

$\mathbf{X}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T$: denota o vetor do sinal de entrada.

T : representa o vetor transposto.

Este sistema requer L multiplicações e $L-1$ adições, estes cálculos podem ser realizados por um processador ou circuito, contanto que L não seja grande demais e nem o período de amostragem do sinal pequeno. Para alocar L amostras do sinal de entrada e L coeficientes é necessário um total de $2L$ posições de memória.

A estrutura de um filtro *IIR* é mostrada na Figura 3.3 e sua representação matemática encontra-se na Equação 3.5.

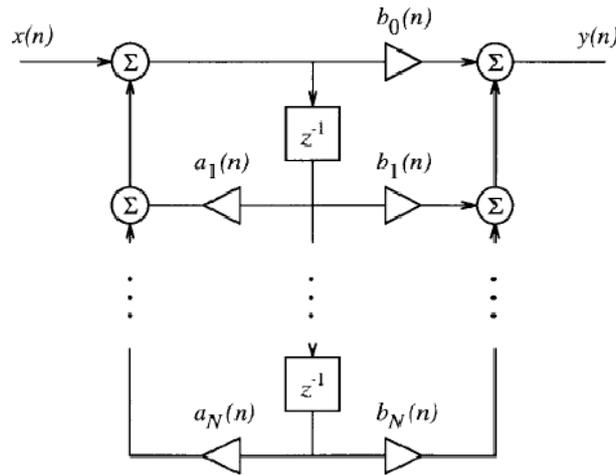


Figura 3.3: Estrutura de um filtro IIR.

$$y(n) = \sum_{i=1}^N a_i(n) y(n-i) + \sum_{j=0}^N b_j(n) x(n-j) \quad (3.5)$$

Embora o diagrama em blocos não demonstre de forma clara o sistema, a Equação 3.5 pode ser facilmente escrita em notação vetorial como é apresentado na Equação 3.6.

$$y(n) = \mathbf{W}^T(n)\mathbf{U}(n) \quad (3.6)$$

Onde:

$$\mathbf{W}(n) = [a_1(n) \ a_2(n) \ \dots \ a_N(n) \ b_0(n) \ b_1(n) \ \dots \ b_N(n)]^T$$

$$\mathbf{U}(n) = [y(n-1) \ y(n-2) \ \dots \ y(n-N) \ x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N)]^T$$

Diferentemente de um filtro *FIR*, o cálculo do sinal de saída $y(n)$ para um filtro *IIR* envolve um número fixo de multiplicações, adições e posições de memória.

Uma questão crítica na escolha da estrutura do Filtro Adaptativo é a sua complexidade computacional. Como a operação do Filtro Adaptativo ocorre tipicamente em tempo real, todos os cálculos do sistema devem ocorrer durante o tempo de um período de amostragem. Neste sentido, as estruturas descritas anteriormente são muito úteis, pois é possível calcular $y(n)$ em uma quantidade de tempo finita utilizando operações aritméticas e quantidades de memória finitas.

3.4 Algoritmos de Adaptação Baseados no Gradiente

Um algoritmo adaptativo é um procedimento para o ajuste dos coeficientes do Filtro Adaptativo com o intuito de minimizar uma função de custo $J(\mathbf{W})$, escolhida para a tarefa em questão. A definição da função de custo deve ser tal que meça o quanto o processo de ajuste está sendo incapaz de reduzir o erro $e(n)$ entre $d(n)$ e $y(n)$.

Desta maneira é importante a definição da estrutura do Filtro Adaptativo, *FIR* ou *IIR*, pois assim pode-se determinar qual será o algoritmo de adaptação. Para este trabalho a estrutura escolhida foi a de um filtro *FIR*, pois a estabilidade entre entrada e saída de um filtro *FIR* é garantida para qualquer conjunto de coeficientes fixos e os algoritmos de adaptação para os filtros *FIR* em geral são mais simples.

3.4.1 Forma Geral do Algoritmo

A forma geral do algoritmo de adaptação para os coeficientes de um Filtro Adaptativo *FIR* é apresentada na Equação 3.7.

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)\mathbf{G}(e(n), \mathbf{X}(n), \Phi(n)) \quad (3.7)$$

Onde:

$\mathbf{G}(\cdot)$: vetor dos valores de uma função não-linear.

$\mu(n)$: passo de adaptação.

$e(n)$: sinal de erro.

$\mathbf{X}(n)$: vetor do sinal de entrada.

$\Phi(n)$: vetor que armazena informações pertinentes sobre as características do sinal de entrada, do sinal de erro e dos coeficientes dos instantes anteriores.

Nos algoritmos mais simples, $\Phi(n)$ não é usado, e as únicas informações necessárias para o ajuste dos coeficientes no instante n são o sinal de erro, o vetor do sinal de entrada e o passo de adaptação.

O termo passo de adaptação é utilizado para μ , pois este parâmetro define a magnitude das mudanças ou “passo” em que o algoritmo iterativamente determina o vetor de coeficientes mais adequado. Frequentemente, o sucesso ou falha em uma

aplicação de filtragem adaptativa depende da forma que o valor de μ foi escolhido ou calculado para obter o melhor desempenho de um Filtro Adaptativo.

3.4.2 Função de Custo *MSE* (*Mean-Square Error*)

Uma particular função de custo que produz um popular algoritmo adaptativo é a função de custo $J_{MSE}(n)$ (*Mean-Square Error*), apresentada na Equação 3.8.

$$J_{MSE}(n) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^2(n) p_n(e(n)) de(n) = \frac{1}{2} E\{e^2(n)\} \quad (3.8)$$

Onde:

$p_n(e)$: representa função da densidade de probabilidade do erro no instante n .

$E\{.\}$: é a esperança matemática ou valor médio.

Para demonstrar a utilidade da função de custo *MSE* para Filtros Adaptativos *FIR* alguns fatores podem ser citados:

- $J_{MSE}(n)$ possui um mínimo bem definido em relação aos coeficientes de $\mathbf{W}(n)$.
- Os valores dos coeficientes obtidos, neste mínimo, são os únicos que minimizam o sinal de erro, indicando que $y(n)$ aproximou-se de $d(n)$.
- A derivada de $J_{MSE}(n)$ pode ser calculada em relação a cada coeficiente de $\mathbf{W}(n)$.

O último aspecto citado possui uma grande importância, pois através dele é possível determinar os valores dos coeficientes ideais tendo conhecimento da estatística de $d(n)$ e $x(n)$, bem como, definir um simples procedimento iterativo para adaptação dos coeficientes do filtro *FIR*.

3.4.3 A Solução de Wiener

Para o filtro *FIR*, os valores dos coeficientes de $\mathbf{W}(n)$ que minimizam $J_{MSE}(n)$ são definidos se a estatística do sinal de entrada e da resposta desejada for conhecida. A formulação deste problema para sinais em tempo contínuo e a solução resultante foram primeiramente desenvolvidas por *Wiener* em 1949. Desta maneira, este vetor com os coeficientes ideais $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ é denominado *solução de Wiener* para o problema da

filtragem adaptativa. Como já mencionado anteriormente $J_{MSE}(n)$ é uma função quadrática em relação aos coeficientes de $\mathbf{W}(n)$. Sendo assim, pode-se utilizar do resultado da teoria de otimização, o qual afirma ser a derivada da função de custo igual a zero no ponto de minimização da superfície de erro. O vetor $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ pode ser encontrado com a solução das equações do sistema pela Equação 3.9.

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial w_i(n)} = 0, \quad 0 \leq i \leq L-1. \quad (3.9)$$

Tomando a derivada de $J_{MSE}(n)$ na Equação 3.8 e obtendo $e(n)$ e $y(n)$ das Equações 3.1 e 3.4, respectivamente, tem-se:

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial w_i(n)} = E \left\{ e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i(n)} \right\} = -E \left\{ e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i(n)} \right\} = -E \{ e(n)x(n-i) \} \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial J_{MSE}(n)}{\partial w_i(n)} = - \left(E \{ d(n)x(n-i) \} - \sum_{j=0}^{L-1} E \{ x(n-i)x(n-j) \} w_j(n) \right) \quad (3.11)$$

Para a expansão da Equação 3.10 obtendo a Equação 3.11 foram usadas as definições de $e(n)$ e $y(n)$ para a estrutura de um filtro *FIR*.

O sistema de equações para definição de $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ pode ser representado na forma vetorial. Para tanto é necessário definir a matriz $\mathbf{R}_{XX}(n)$ e o vetor $\mathbf{P}_{dX}(n)$ na Equação 3.12. E combinando as Equações 3.9 e 3.11 obtém-se a Equação 3.13 que é a representação vetorial para o sistema de equações.

$$\mathbf{R}_{XX}(n) = E \{ \mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n) \} \text{ e } \mathbf{P}_{dX}(n) = E \{ d(n)\mathbf{X}(n) \} \quad (3.12)$$

Onde:

$\mathbf{R}_{XX}(n)$: matriz de correlação da entrada.

$\mathbf{P}_{dX}(n)$: vetor de correlação cruzada entre a resposta desejada e sinal de entrada.

$$\mathbf{R}_{XX}(n)\mathbf{W}_{MSE}(n) - \mathbf{P}_{dX}(n) = \mathbf{0} \quad (3.13)$$

Onde:

$\mathbf{0}$: é o vetor zero.

Contanto que a matriz $\mathbf{R}_{XX}(n)$ possua inversa, o vetor da solução de *Wiener* para este problema será:

$$\mathbf{W}_{MSE}(n) = \mathbf{R}_{XX}^{-1}(n)\mathbf{P}_{dX}(n) \quad (3.14)$$

3.4.4 Método *Steepest Descent*

O método *Steepest Descent* é um conhecido procedimento para a minimização do valor da função de custo $J(n)$ em relação a um conjunto de coeficientes ajustáveis $\mathbf{W}(n)$. Este procedimento ajusta cada coeficiente do sistema de acordo com a Equação 3.15, em que o n -ésimo coeficiente do sistema é alterado de acordo com a derivada da função de custo em relação ao n -ésimo coeficiente. Já a forma vetorial encontra-se na Equação 3.16.

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \mu(n) \frac{\partial J(n)}{\partial w_i(n)} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu(n) \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} \quad (3.16)$$

Para o Filtro Adaptativo *FIR*, que minimiza a função de custo *MSE*, pode-se usar o resultado da Equação 3.11 para representar explicitamente a forma do método *Steepest Descent*. Com a substituição destes resultados na Equação 3.15 tem-se:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)(\mathbf{P}_{dX}(n) - \mathbf{R}_{XX}(n)\mathbf{W}_{MSE}(n)) \quad (3.17)$$

Porém, o método *Steepest Descent* depende das quantidades estatísticas $E\{d(n)x(n-i)\}$ e $E\{x(n-i)x(n-j)\}$ contidos em $\mathbf{P}_{dX}(n)$ e $\mathbf{R}_{XX}(n)$, respectivamente. E na prática têm-se apenas as medidas de $d(n)$ e $x(n)$ para serem utilizadas no procedimento de adaptação. Apesar de ser possível determinar estimativas adequadas para as quantidades estatísticas necessárias na Equação 3.17, uma versão aproximada do método *Steepest Descent*, que depende apenas dos valores dos próprios sinais, foi desenvolvida. Este procedimento é conhecido com algoritmo *LMS* (*Least Mean Square*).

3.4.5 O Algoritmo *LMS* (*Least Mean Square*)

A função de custo $J(n)$ escolhida para o algoritmo *Steepest Descent* determina os coeficientes para o Filtro Adaptativo. Se a função de custo *MSE* na Equação 3.8 for escolhida, então o algoritmo resultante dependerá da estatística de $x(n)$ e $d(n)$ devido às operações contidas nesta função de custo. Como tipicamente têm-se apenas as medidas de $x(n)$ e $d(n)$, substitui-se a função de custo por uma alternativa que depende somente destas medidas. Uma função de custo alternativa usada pode ser a dos Mínimos Quadrados (*LS – Least Square*), apresentada a seguir.

$$J_{LS}(n) = \sum_{k=0}^n \alpha(k) (d(k) - W^T(n)X(k))^2 \quad (3.18)$$

Onde:

$\alpha(k)$: é uma seqüência de pesos para os termos do somatório.

Entretanto, esta função de custo requer um grande número de cálculos para obtenção do resultado final e das derivadas em relação a cada $w_i(n)$. Buscando uma maior simplificação nos cálculos foi proposta a função de custo Média dos Mínimos Quadrados (*LMS – Least Mean Square*):

$$J_{LMS}(n) = \frac{1}{2} e^2(n) \quad (3.19)$$

Esta função de custo pode ser entendida como uma estimativa instantânea da função de custo *MSE*, $J_{MSE}(n) = E\{J_{LMS}(n)\}$. Embora isto não pareça útil, o algoritmo resultante obtido quando $J_{LMS}(n)$ é usado como $J(n)$ é extremamente eficaz em aplicações práticas.

Realizando as derivadas de $J_{LMS}(n)$ em relação aos elementos de $W(n)$ e substituindo o resultado na Equação 3.15 obtém-se o algoritmo adaptativo *LMS*, apresentado na Equação 3.20. Estando este algoritmo compatível com a forma geral descrita na Equação 3.7.

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n)e(n)X(n) \quad (3.20)$$

Este algoritmo apenas requer multiplicações e adições para ser implementado. De fato, o número e o tipo das operações necessárias para o algoritmo *LMS* são aproximadamente os mesmos para um filtro *FIR* com coeficientes fixos, o que é uma das razões para a popularidade deste algoritmo.

Um fator importante na demonstração do comportamento eficaz do algoritmo *LMS* está no fato de sua solução, obtida nas proximidades do ponto de convergência, estar relacionada à solução de *Wiener*. Analisando o algoritmo com certas suposições estatísticas sobre o sinal de entrada e a resposta desejada obtém-se a Equação 3.21, sendo $\mathbf{W}_{MSE}(n)$ um vetor fixo.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{W}(n)\} = \mathbf{W}_{MSE} \quad (3.21)$$

Além disso, o comportamento do algoritmo *LMS* é similar ao método *Steepest Descent* que depende explicitamente da estatística do sinal de entrada e da resposta desejada.

3.5 Aplicações

Certamente uma grande parcela dos estudos e desenvolvimentos realizados com os Filtros Adaptativos deve-se as várias aplicações em que estes sistemas são utilizados. Neste texto serão descritas duas aplicações de filtragem adaptativa: o Cancelamento de Ruído Adaptativo e Predição Linear. Com estes dois exemplos espera-se demonstrar a aplicabilidade e importância desta tecnologia.

3.5.1 Cancelamento de Ruído Adaptativo

Quando medidas de certos sinais e processos estão sendo coletadas, limitações físicas freqüentemente não permitem que medidas precisas das quantidades de interesse sejam obtidas. Tipicamente, o sinal de interesse é linearmente somado com outros ruídos estranhos no processo de medida, introduzindo erros inaceitáveis nas medidas. Porém, caso alguma medida deste ruído possa ser obtida em alguma parte do sistema, um Filtro Adaptativo poderá ser utilizado para determinar a relação entre o ruído $x(n)$ e

a componente deste ruído contida no sinal de interesse $d(n)$. Pois, o Filtro Adaptativo processa o sinal $x(n)$ produzindo o sinal de saída $y(n)$, que por sua vez, acompanha as características do ruído contido em $d(n)$. Desta maneira, o sinal de erro gerado $e(n)$ é o próprio sinal de interesse sem o indesejável ruído.

A Figura 3.4 demonstra a estrutura base para o Cancelamento de Ruído Adaptativo.

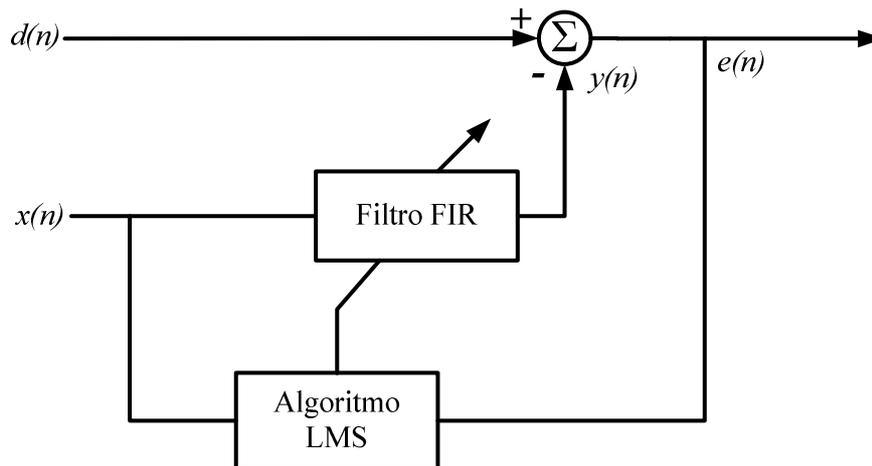


Figura 3.4: Estrutura geral para o Cancelamento de Ruído Adaptativo.

Uma das primeiras aplicações de Cancelamento de Ruído Adaptativo [10] foi na área médica, o que possibilitou a realização do exame de Eletrocardiograma (ECG) das batidas do coração de um bebê ainda na barriga da mãe. Em que o ECG das batidas do coração do bebê é extraído através do ECG da mãe.

3.5.2 Predição Linear com Filtro Adaptativo

O termo Predição Linear deve-se a utilização de um Filtro Adaptativo Linear para prever valores futuros de um sinal de entrada. Neste filtro o sinal de entrada $x(n)$ é a própria resposta desejada $d(n)$ atrasada um número específico de amostras.

É importante observar que nesta aplicação a resposta desejada $d(n)$ sempre estará disponível, pois ela é o próprio sinal de entrada do sistema.

Para prever amostras futuras é necessário utilizar uma cópia do Filtro *FIR* da Figura 3.5, com os coeficientes já adaptados para predição, tendo na entrada a amostra atual do sinal de entrada do sistema. Desta forma um número definido de amostras

poderá ser predito. Este número de amostra predito depende, é claro, de quantas amostras do sinal de entrada do sistema foram atrasadas no processo de adaptação dos coeficientes.

A Figura 3.5 demonstra a estrutura base para a Predição Linear com Filtro Adaptativo.

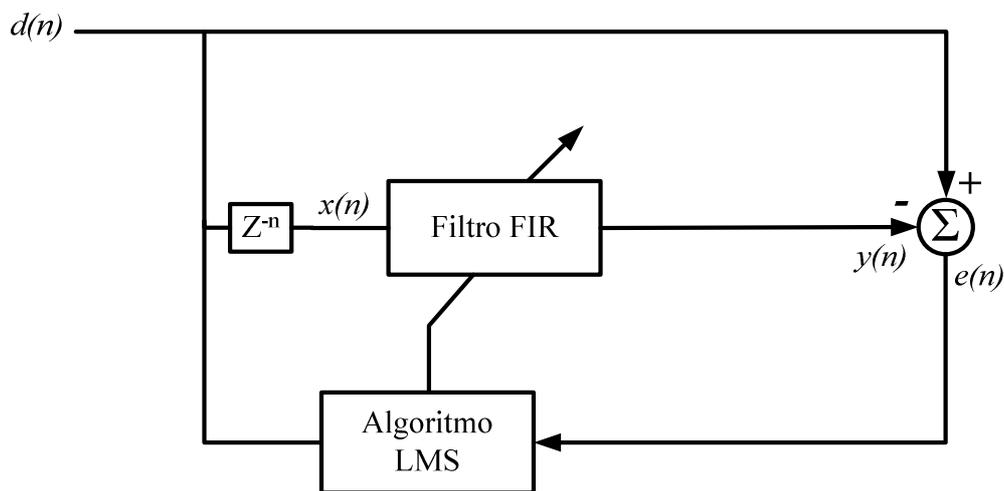


Figura 3.5: Estrutura geral para predição linear.

Uma das aplicações da Predição Linear com Filtro Adaptativo é a solução de problemas envolvendo o atraso de sinais [11]. Podendo ser, por exemplo, o atraso causado pela filtragem de sinais em filtros digitais, pelo processo de amostragem, etc.

3.6 Filtro Adaptativo Sintonizado (*Adaptive Notch Filter*)

Em algumas situações o sinal de interesse $d(n)$ pode conter alguma interferência senoidal indesejável. Um dos métodos convencionais para o cancelamento desta interferência é passar o sinal por um filtro digital sintonizado, cuja característica é possuir ganho unitário em todas as frequências exceto na frequência da interferência senoidal, em que o ganho deve ser zero. Quando a interferência senoidal estiver disponível *Widrow et al.* [10] propuseram uma solução alternativa constituída de um deslocador de fase de 90° e um filtro adaptativo com dois coeficientes. A estrutura geral para o cancelamento de uma interferência senoidal com um Filtro Adaptativo Sintonizado é apresenta na Figura 3.6.

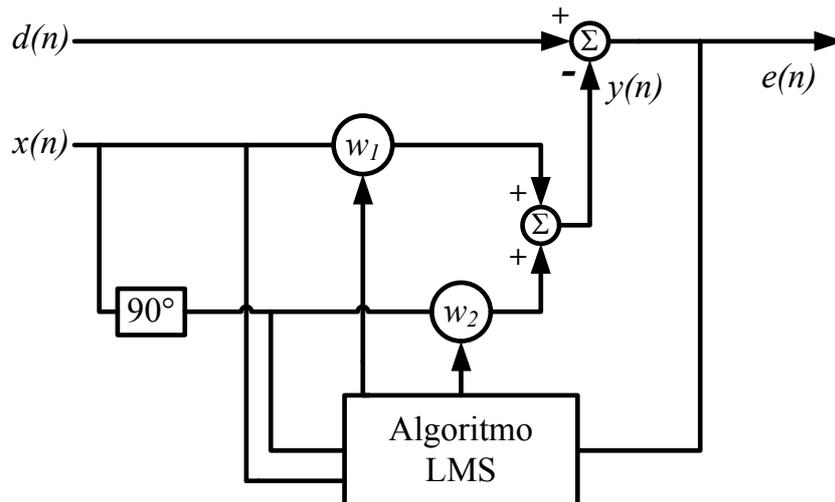


Figura 3.6: Estrutura para o Filtro Adaptativo Sintonizado.

Como observado na estrutura dois sinais ortogonais são utilizados como entrada, um para a entrada $x(n)$ e outro adiantado 90° de $x(n)$. O sinal de saída $y(n)$ é obtido com a soma dos dois sinais de entrada multiplicados por seus respectivos coeficientes. Estes coeficientes são ajustados através do algoritmo *LMS* da seguinte maneira:

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu(n)e(n)x(n) \quad (3.22)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu(n)e(n)x_{90^\circ}(n) \quad (3.23)$$

Em que:

$x(n)$: sinal senoidal com mesma frequência que a interferência;

$x_{90^\circ}(n)$: $x(n)$ com deslocamento de fase de 90° .

O sinal de saída $y(n)$ reproduz o sinal de interferência senoidal contido em $d(n)$, desta forma, o sinal sem a interferência será o próprio erro $e(n)$.

A principal aplicação de Filtros Adaptativos Sintonizados está no cancelamento de interferência senoidal comum em áreas como telecomunicações e biomédica. Mas, nos últimos anos, a aplicação desta técnica vem sendo estendida a área Detecção de Harmônicos, com aplicação nos algoritmos de controle de Filtros Ativos de Potência.

No próximo capítulo, deste trabalho, a aplicação de Filtros Adaptativos em Filtros Ativos de Potência será abordada em detalhe.

4 Aplicação de Filtros Adaptativos em Filtros Ativos de Potência

A compensação de correntes harmônicas, geradas por equipamentos de eletrônica de potência, tem se tornado cada vez mais importante devido ao uso crescente desses equipamentos em aplicações industriais. Neste contexto, cada vez mais, novas técnicas são desenvolvidas com o intuito de melhorar a eficiência dos Filtros Ativos de Potência na mitigação de harmônicos. O desempenho de um Filtro Ativo de Potência depende basicamente do algoritmo de extração de harmônicos para geração da corrente de referência, o método de controle para geração da corrente harmônica de compensação e da característica dinâmica do Filtro Ativo como um todo [12].

No sistema de potência a corrente pode ser descrita como

$$i(t) = \sum_{n=1}^N A_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (4.1)$$

A corrente fundamental é definida como $i_1(t)$ e a corrente harmônica por

$$i_h(t) = \sum_{n=2}^N A_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (4.2)$$

A corrente harmônica pode ser obtida com a eliminação da componente fundamental em $i(t)$. Com isto, o problema em questão passa a ser como extrair a componente fundamental separando as componentes harmônicas. Neste contexto, a utilização de Filtros Adaptativos, nos últimos anos, vem demonstrando ser uma técnica eficaz na realização desta tarefa.

Lou e Hou (1995) desenvolveram um método para detecção de correntes harmônicas e reativas baseado no conceito do cancelamento de ruído adaptativo [13]. O método visava à implementação através de circuitos digitais, demonstrando a viabilidade da técnica através de resultados experimentais. Mas o método desenvolvido apresentou uma convergência lenta em situações de variação no valor da corrente da carga.

O trabalho de *Karimi et al.* (2003) resultou em uma melhora na velocidade de convergência e no erro em regime permanente [14]. Os resultados foram alcançados com a modificação da estrutura desenvolvida por *Lou e Hou* (1995), buscando reduzir as oscilações causadas pelo aumento do valor parâmetro μ_i .

Recentemente os trabalhos de *Mu Longhua e Jiangzi* (2005), *Li et al.* (2006) e *Qu et al.* (2007) utilizaram o método *variable step-size* [15] para obter uma velocidade de convergência mais rápida. Resultados de simulação e experimentais comprovaram a viabilidade destas estratégias [16-18].

Outra aplicação com Filtros Adaptativos é a predição de amostras futuras para compensar algum tipo de atraso no processo de geração da corrente de compensação nos Filtros Ativos de Potência. Para tanto, é utilizada a técnica de Predição Linear, mencionada no capítulo anterior. Esta aplicação foi demonstrada inicialmente no trabalho de *Fukuda e Sugawa* (1996) em um sistema contendo um filtro passivo paralelo e um filtro ativo paralelo [19], em que a predição de amostras foi realizada para o sinal com o conteúdo harmônico da carga. *Väliviita e Ovaska* (1996) e *Han et al.* (2005) implementaram esta estratégia em um filtro ativo paralelo para compensar o atraso de fase, devido ao filtro passa-baixas utilizado para extração da componente fundamental [11][20].

A seguir, estes dois tipos de aplicações de Filtros Adaptativos em Filtros Ativos de Potência, detecção de harmônicos e predição linear, serão apresentados.

4.1 Detecção de Harmônicos com Filtro Adaptativo

A técnica de cancelamento de ruído adaptativo vem sendo utilizada em várias aplicações de processamento de sinal. Este método mantém o sistema em seu melhor modo de operação auto-ajustando continuamente seus parâmetros. De acordo com a teoria do cancelamento de ruído adaptativo, o princípio da detecção de harmônicos com filtragem adaptativa é ilustrado através da Figura 4.1. Nesta estrutura básica de um Filtro Adaptativo aplicado a detecção da corrente harmônica, $d(n)$ representa a corrente $i(t)$ poluída com harmônicos (corrente da carga) e $x(n)$ representa a forma de onda senoidal $v_{sin}(t)$ em fase com a tensão da fonte. O sinal de referência $x(n)$ processado pelo Filtro Adaptativo produz o sinal de saída $y(n)$ que acompanha a variação da

componente fundamental de $i(t)$. O objetivo do Filtro Adaptativo é aproximar $y(n)$, em amplitude e fase, a componente fundamental $i_1(n)$. Então, o conteúdo harmônico $i_h(n)$ pode ser diretamente obtido pelo sinal de erro $e(n)$, subtraindo $y(n)$ de $d(n)$. Os coeficientes do Filtro Adaptativo são ajustados através do algoritmo *Least Mean Square* (*LMS*). A fórmula recursiva do algoritmo *LMS*, já definida no capítulo anterior, é dada pelas equações:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n) \quad (4.3)$$

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)e(n)\mathbf{X}(n) \quad (4.4)$$

Em que:

$\mathbf{X}(n)$: é o vetor das amostras de entrada;

$\mathbf{W}(n)$: é o vetor dos coeficientes;

$\mu(n)$: é o passo de adaptação;

O parâmetro μ controla a velocidade de convergência do algoritmo *LMS* para a solução ideal.

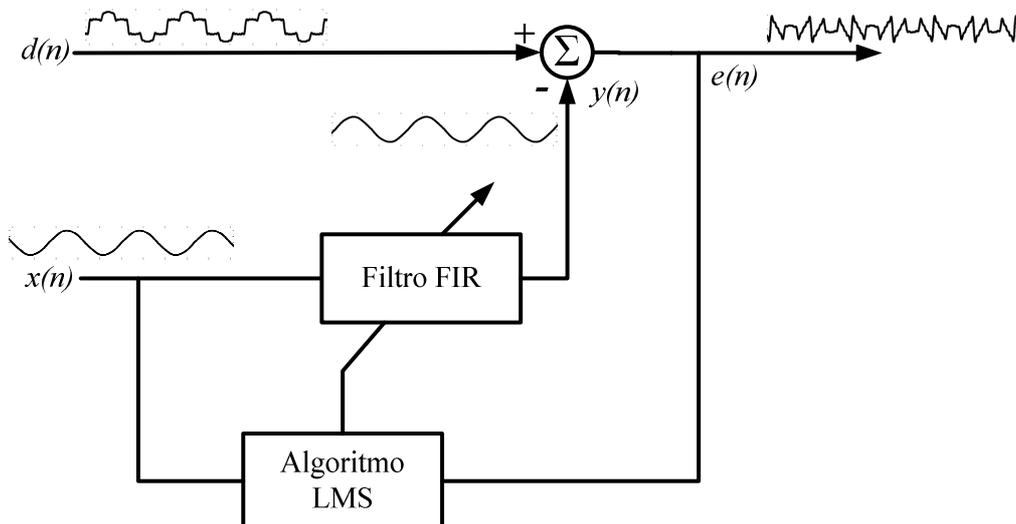


Figura 4.1: Princípio da detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo FIR.

O Filtro Adaptativo FIR utiliza a estrutura apresentada na Figura 4.1.

A estrutura para o Filtro Adaptativo Sintonizado, apresentada na Figura 4.2, é um pouco diferente. No Filtro Adaptativo Sintonizado dois sinais ortogonais são

utilizados como entrada, um para a entrada $x(n)$ (em fase com a tensão da fonte) e outro adiantado 90° de $x(n)$. Com isto, é necessária a adaptação, com o algoritmo *LMS*, de apenas dois coeficientes, um para cada entrada. O sinal de saída $y(n)$ é obtido com a soma dos dois sinais de entrada multiplicados por seus respectivos coeficientes. O conteúdo harmônico $i_h(n)$, como no caso do Filtro Adaptativo FIR, é diretamente obtido pelo sinal de erro $e(n)$.

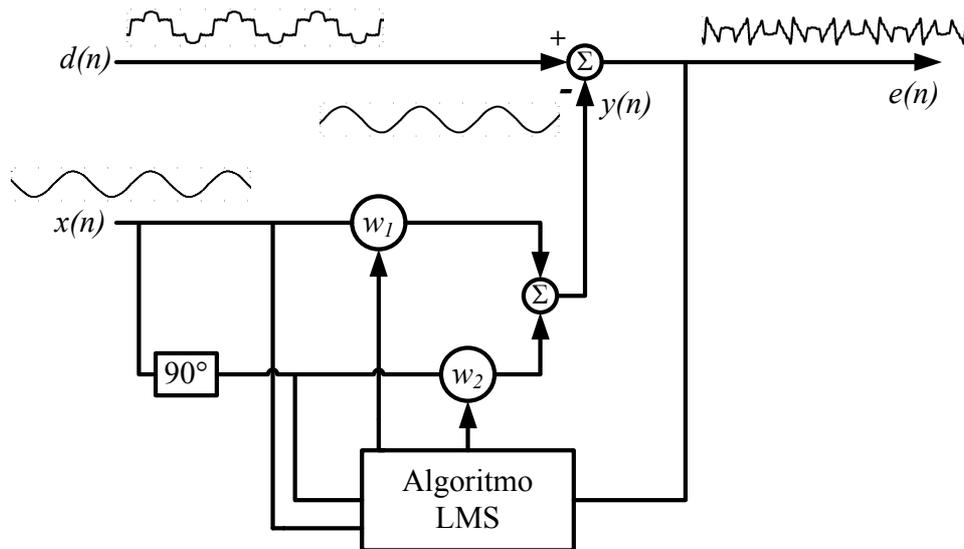


Figura 4.2. Princípio da detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo Sintonizado.

4.2 Predição Linear com Filtro Adaptativo

O termo Predição Linear deve-se a utilização de um Filtro Adaptativo Linear para prever valores futuros de um sinal de entrada. Neste filtro o sinal de entrada $x(n)$ é a própria resposta desejada $d(n)$ atrasada um número específico de amostras. Este sinal de entrada pode ser a corrente da carga ou a componente fundamental da corrente da carga extraída por um filtro passa-baixas.

A idéia geral da Predição Linear aplicada a um Filtro Ativo com a predição da corrente da carga é apresentada na Figura 4.3.

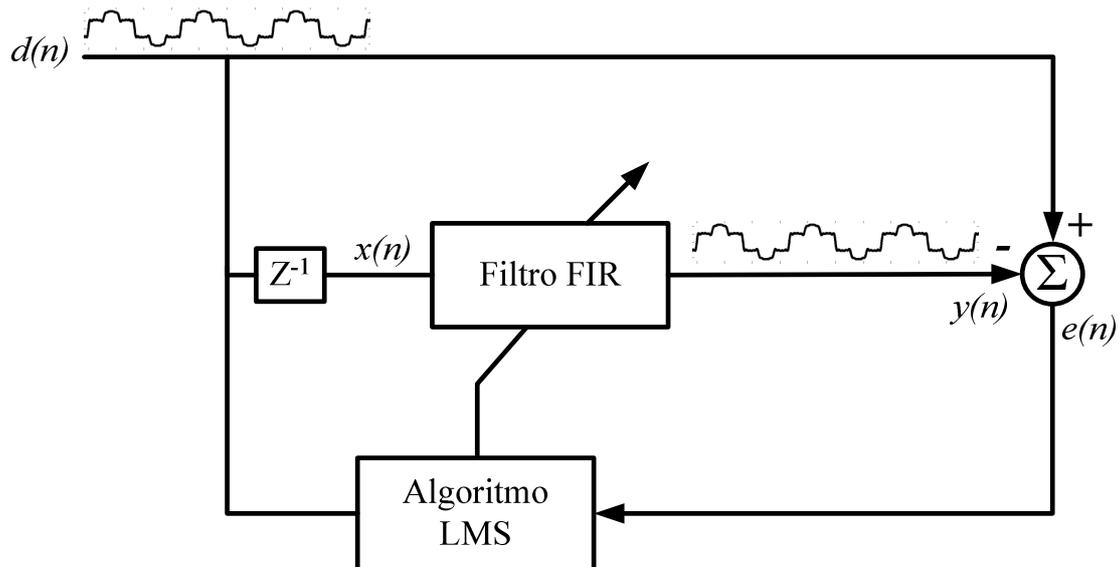


Figura 4.3: Princípio para predição linear com Filtro Adaptativo FIR.

A adaptação dos coeficientes do Filtro Adaptativo para Predição Linear necessita basicamente de 3 etapas:

- A filtragem do sinal atrasado realizada pelo Filtro Adaptativo.
- O cálculo do erro através da subtração da amostra atual, da resposta desejada, pelo valor da saída do Filtro Adaptativo.
- E o cálculo dos novos coeficientes utilizando o algoritmo *LMS*.

As 3 etapas citadas constituem a parte principal do algoritmo do Filtro Adaptativo para Predição Linear. Com a realização destas etapas será possível alcançar um conjunto de coeficientes com os quais será feita a predição. A forma mais objetiva para saber se o conjunto de coeficientes está satisfatório ou não é pela observação do erro. Pois, a função principal do algoritmo de adaptação *LMS* é a minimização do erro. Significando que o Filtro Adaptativo está conseguindo representar o valor desejado.

Sendo assim, bastará realizar uma nova filtragem com o sinal sem atraso, utilizando uma cópia dos coeficientes alcançados com as 3 etapas anteriores, para obter na saída do filtro valores preditos para as amostras do sinal de entrada.

Dois exemplos são apresentados demonstrando o resultado da técnica de Predição Linear com Filtros Adaptativos.

As duas formas de onda utilizadas a seguir foram geradas através do código em linguagem C no próprio DSP TMS320F2812 e possuem características idênticas às encontradas nas aplicações com Filtros Ativos de Potência.

No primeiro caso foi utilizada uma onda senoidal de 60Hz e amplitude de 20A. O valor do passo de adaptação e o número de coeficientes do filtro foram 0,00045 e 8, respectivamente.

Com o intuito de demonstrar o comportamento da técnica de Predição Linear foram gerados os gráficos das Figuras 4.4 e 4.5. Nestas duas figuras o gráfico superior contém o sinal senoidal citado anteriormente sem atraso. Este sinal é aplicado na entrada de um Filtro Adaptativo, no qual seus coeficientes são os mesmos gerados pelo processo de adaptação do Filtro Adaptativo para predição. O resultado da filtragem do sinal de entrada está ilustrado no gráfico inferior das Figuras 4.4 e 4.5.

No canto inferior esquerdo das figuras têm-se as coordenadas para a posição do cursor sobre os dois gráficos. A primeira coordenada corresponde ao gráfico superior e a segunda ao gráfico inferior.

Ocorrendo a predição espera-se que o valor do sinal da saída do filtro (gráfico inferior) esteja 10 amostras antecipado ao valor do sinal de entrada do filtro (gráfico superior). Para verificar este fato observa-se que na Figura 4.4 o valor do sinal de saída do filtro para a amostra 60 é de 9,73642A. Já na Figura 4.5 o valor da entrada do Filtro Adaptativo para amostra 70 é de 9,72726A. Sendo assim, pode ser verificado que o filtro consegue prever o valor do sinal de entrada com 10 amostras de antecedência. Isto com um erro de -0,00916A.

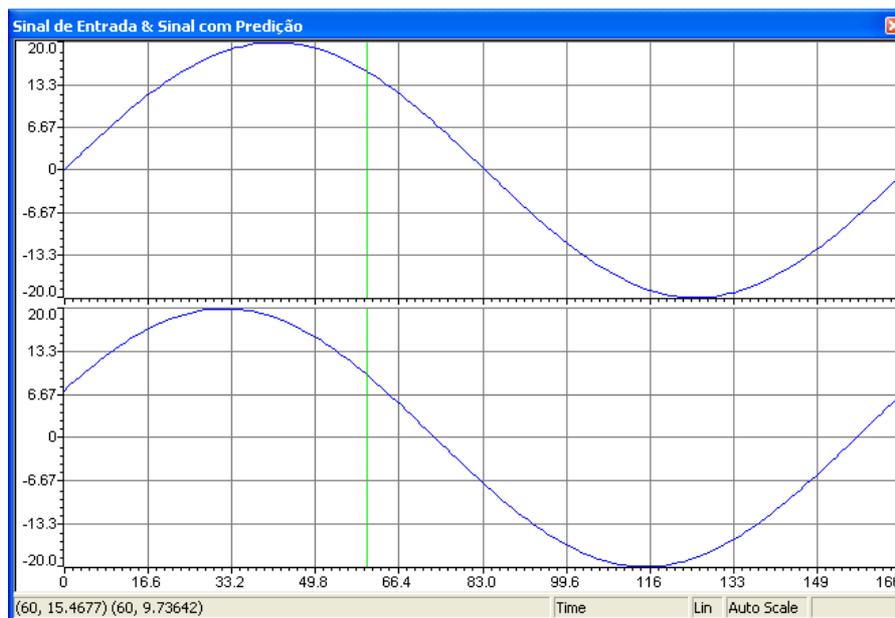


Figura 4.4: Gráfico superior: sinal senoidal sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.

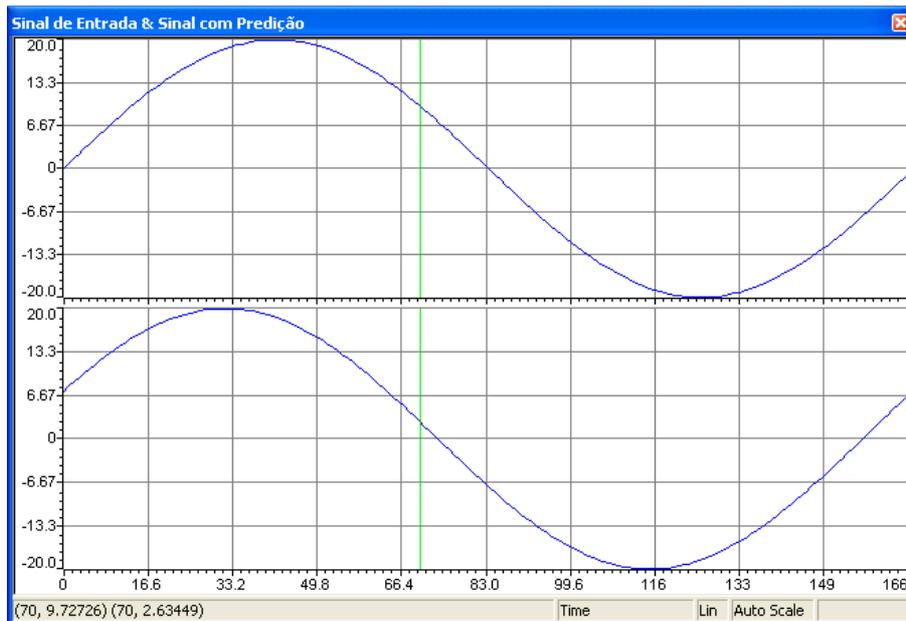


Figura 4.5: Gráfico superior: sinal senoidal sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.

A segunda forma de onda utilizada para a análise foi uma onda contendo a fundamental (60Hz e amplitude de 20A), 5^o e 7^o harmônicos com amplitudes de 4A e 2,86A, respectivamente. O valor do passo de adaptação e número de coeficientes do filtro foram 0,00045 e 32, respectivamente,.

Novamente ocorrendo a predição espera-se que o valor do sinal da saída do filtro (gráfico inferior) esteja 10 amostras antecipado ao valor do sinal de entrada do filtro (gráfico superior) nas Figuras 4.6 e 4.7. Para verificar este fato observa-se que na Figura 4.6 o valor do sinal de saída do filtro para a amostra 130 é de -15,4585A. Já na Figura 4.7 o valor da entrada do Filtro Adaptativo para amostra 140 é de -15,3687A. Desta maneira, pode ser verificado que o filtro consegue prever o valor do sinal de entrada com 10 amostras de antecedência. Com um erro de 0,0898A.

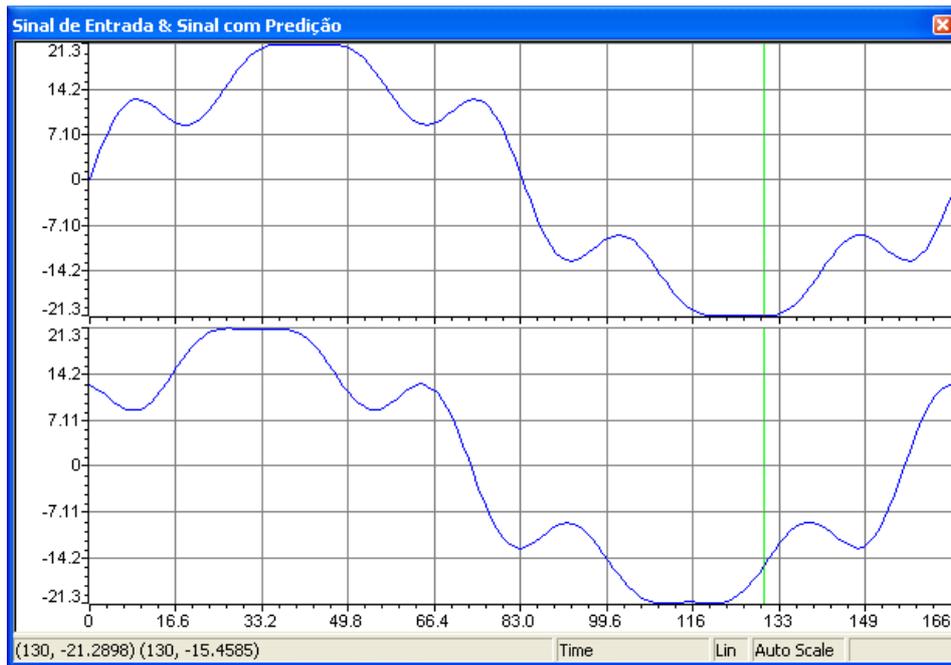


Figura 4.6: Gráfico superior: sinal com a fundamental, 5^o e 7^o harmônicos sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.



Figura 4.7: Gráfico superior: sinal com a fundamental, 5^o e 7^o harmônicos sem atraso. Gráfico inferior: resposta do filtro ao sinal de entrada.

Os dois casos apresentados ilustram a aplicação da Predição Linear com Filtros Adaptativos, em que foram utilizados sinais com a mesma característica dos

encontrados na literatura [11][19-20]. Demonstrando a viabilidade desta técnica em Filtros Ativos de Potência.

Nos próximos capítulos serão apresentados os resultados das simulações e das implementações experimentais em um Filtro Ativo Paralelo para aplicação da detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos.

5 Estratégia para o Passo de Adaptação Variável

O passo de adaptação μ controla a velocidade de convergência do algoritmo *LMS* na busca da solução ideal. Um valor elevado de μ conduz o algoritmo a uma rápida convergência, mas um valor muito elevado pode levar o mesmo à instabilidade. Enquanto um valor pequeno de μ conduz o algoritmo a uma convergência muito lenta, mesmo que a forma de onda de saída esteja consistente com o esperado. Como observado as duas escolhas para o valor de μ possuem suas vantagens e desvantagens.

Em certas aplicações, tanto a velocidade em que o algoritmo *LMS* se adapta a alguma alteração no sistema, como um baixo valor de erro em regime permanente são dois aspectos cruciais para a eficácia da implementação. Buscando aliar estas duas características é desejável a utilização de algum método que permita uma convergência variável, ou seja, permita ao algoritmo uma rápida convergência durante o transitório e com maior precisão durante o regime permanente.

A técnica do Passo de Adaptação Variável (do inglês, *Variable Step-Size*) [15] une estas duas características, mencionadas anteriormente, variando o valor do parâmetro μ de acordo com a estimativa média do valor do sinal de erro. Outras aproximações em busca de melhores resultados com esta técnica vêm sendo realizadas em alguns trabalhos [16-18]. Mas sempre mantendo a idéia básica do aumento do valor parâmetro μ durante o transitório e depois decrementando o valor de μ até atingir o valor mínimo para o regime permanente.

Na detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos o sinal de erro é a própria referência harmônica, que somada aos ruídos sempre presentes neste tipo aplicação fazem com que o erro nunca seja zero. Desta forma o parâmetro μ é sempre alterado, não permitindo uma boa resposta em regime permanente. Fato este tratado na literatura, mas sempre com a utilização do sinal de erro [17-18].

Buscando uma nova solução ao problema exposto foi desenvolvida uma metodologia independente ao sinal de erro. A nova estratégia, específica para Filtros Ativos de Potência, detecta a amplitude da componente fundamental da corrente da carga (I_L) e permite a alteração do valor do parâmetro μ quando ocorrer alguma mudança no valor da amplitude da componente fundamental.

Nos próximos parágrafos a nova metodologia desenvolvida será apresentada.

5.1 Nova Estratégia para o Passo de Adaptação Variável

A nova estratégia tem como objetivo melhorar a velocidade de convergência do algoritmo *LMS* e permitir uma resposta precisa em regime permanente. Para detectar a amplitude da componente fundamental de I_L foi utilizado um método baseado no princípio do oscilador de *Coulon* aplicado no desenvolvimento de um *Phase Locked Loop* (PLL), denominado *Modified Synchronous Reference Frame - PLL* (*MSRF-PLL*) [21].

Desta maneira, a teoria do oscilador de *Coulon* será discutida inicialmente. A Figura 5.1 mostra o diagrama em blocos do oscilador de *Coulon*, em que o sinal de entrada $x(t)$ é um sinal rico em harmônicos, sendo representado na Equação 5.1.

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (5.1)$$

Em que,

N : ordem do harmônico;

A_i : amplitude do harmônico;

φ_i = ângulo de fase.

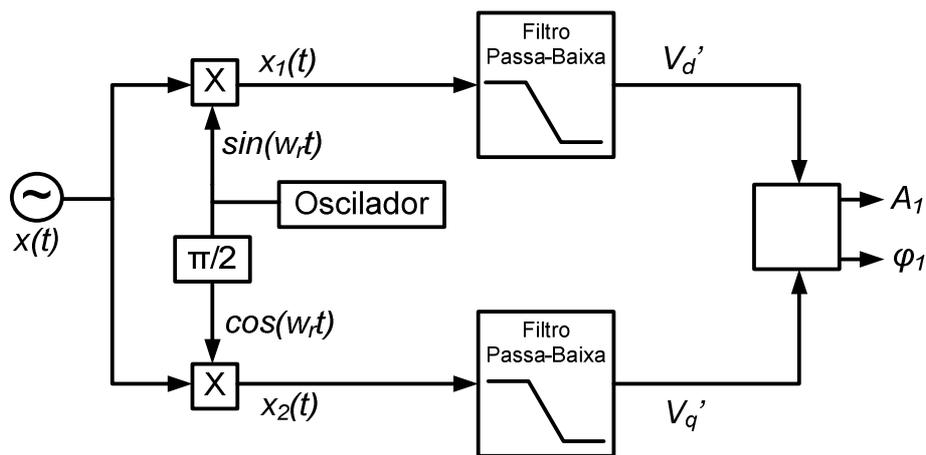


Figura 5.1: Diagrama em blocos do oscilador de Coulon.

Como mostrado na Figura 5.1 é possível definir a frequência de acoplamento do oscilador $f_r = \omega_r/2\pi$, que gera os sinais $\sin(\omega_r t)$ e $\cos(\omega_r t)$. Portanto, depois da multiplicação (ou modulação) os sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$ são dados, respectivamente, por

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \cdot \sin(\omega_r t) \quad (5.2)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \cdot \cos(\omega_r t) \quad (5.3)$$

As Equações 5.2 e 5.3 podem ser escritas na forma

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(\omega_i - \omega_r)t + \varphi_i] - \cos[(\omega_i + \omega_r)t + \varphi_i] \} \quad (5.4)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(\omega_i - \omega_r)t + \varphi_i] + \sin[(\omega_i + \omega_r)t + \varphi_i] \} \quad (5.5)$$

Definindo a frequência fundamental $f_1 = \omega_1/2\pi$, e correspondentemente, $\omega_i = i\omega_1$ e $\omega_r = r\omega_1$ (i e r sendo a ordem dos harmônicos), as Equações 5.4 e 5.5 podem ser escrita como

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i - r)\omega_1 t + \varphi_i] - \cos[(i + r)\omega_1 t + \varphi_i] \} \quad (5.6)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i - r)\omega_1 t + \varphi_i] + \sin[(i + r)\omega_1 t + \varphi_i] \} \quad (5.7)$$

Com o intuito de extrair a componente fundamental de $x(t)$, a frequência do oscilador ω_r deve ser sintonizada para ser ω_1 , com isto, $r = i = 1$. Então

$$x_1(t) = \frac{A_i}{2} \cos(\varphi_1) - \frac{A_i}{2} \cos(2\omega_1 t + \varphi_i) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i - 1)\omega_1 t + \varphi_i] - \cos[(i + 1)\omega_1 t + \varphi_i] \} \quad (5.8)$$

$$x_2(t) = \frac{A_i}{2} \sin(\varphi_1) + \frac{A_i}{2} \sin(2\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i - 1)\omega_1 t + \varphi_i] + \sin[(i + 1)\omega_1 t + \varphi_i] \} \quad (5.9)$$

As Equações 5.8 e 5.9 indicam que o primeiro termo de cada uma é um componente contínuo relacionado à magnitude da fundamental (A_1) e ao ângulo de fase (φ_1), o segundo termo é o segundo harmônico, e os termos restantes são os componentes de frequências mais altas. Um filtro passa-baixas é capaz de filtrar o componente contínuo de cada sinal dado por:

$$V'_d = \frac{A_1}{2} \cos(\varphi_1) \quad (5.10)$$

$$V'_q = \frac{A_1}{2} \sin(\varphi_1) \quad (5.11)$$

Portanto, a saída do oscilador de *Coulon* pode ser escrita como

$$A_1 = \sqrt{(2V'_d)^2 + (2V'_q)^2} \quad (12)$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1}(V'_q/V'_d) \quad (13)$$

Se a fase do oscilador coincidir com a fase da componente fundamental do sinal de entrada $x(t)$, i.e. $\varphi_1 = 0$, então $V'_d = 0,5A_1$ e $V'_q = 0$.

Sendo assim, o oscilador de *Coulon* pode não somente extrair a componente fundamental do sinal de entrada, mas também qualquer outro componente harmônico, para tanto basta sintonizar apropriadamente o oscilador de acoplamento.

Para a implementação da estratégia proposta foi utilizada a parte superior da Figura 5.1. A estrutura utilizada é apresentada na Figura 5.2, em que $x(t)$ é a corrente da carga e $\sin(\omega_r t)$ está em fase com a tensão da fonte. O sinal $\sin(\omega_r t)$ em fase com a tensão é obtido diretamente de um *PLL*, que já faz parte do algoritmo de controle do Filtro Ativo de Potência para realização de outras tarefas como sincronismo para carga do *link DC*.

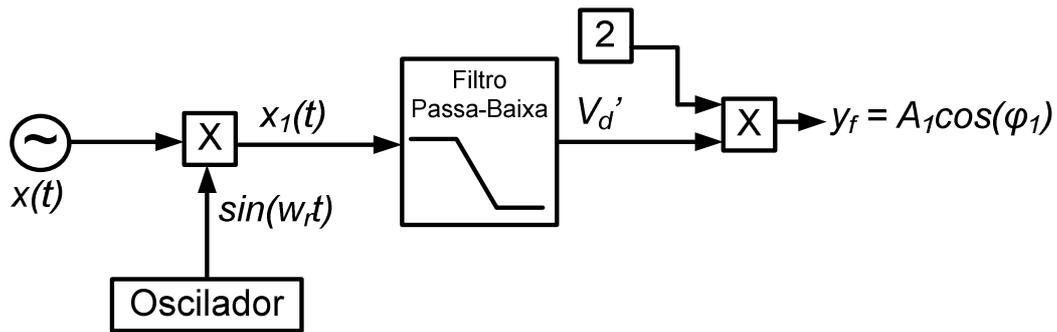


Figura 5.2: Detecção de amplitude e ângulo de fase com oscilador de *Coulon*.

A estratégia não fornece puramente o valor da amplitude, mas um produto entre a amplitude da componente fundamental da corrente da carga e o cosseno do ângulo de fase entre a $x_1(t)$ (componente fundamental da corrente da carga) e $\sin(\omega_r t)$ (tensão da fonte). Com isto, a técnica é capaz de detectar não somente variações no valor da amplitude da componente fundamental da corrente da carga, mas também alterações no ângulo de fase entre a componente fundamental e a tensão da fonte.

A Figura 5.3 ilustra o comportamento da estratégia apresentada acima, na detecção da amplitude da componente fundamental da carga. Nesta simulação, realizada no *Matlab/Simulink*, a amplitude da corrente da carga sofre um aumento de 100% de seu valor e em seguida um decréscimo de 75%.

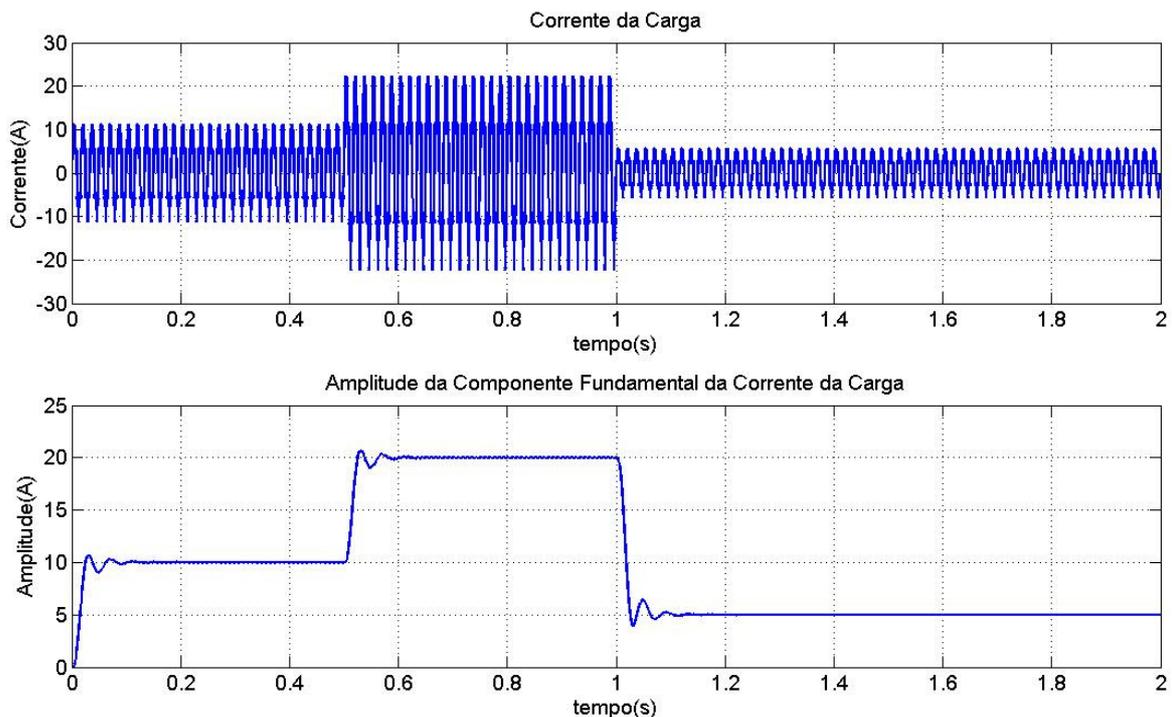


Figura 5.3: Detecção da variação na amplitude da componente fundamental para $\varphi_1 = 0^\circ$.

Na Figura 5.4 é apresentado um caso em que $\varphi_1 = 20^\circ$. Com isto, o valor da amplitude sofre um pequeno decréscimo, mas este fato não interfere na utilização desta técnica baseada no princípio de *Coulon*. Pois o objetivo principal, que é a detecção da variação na amplitude da componente fundamental da corrente da carga, continua sendo alcançado.

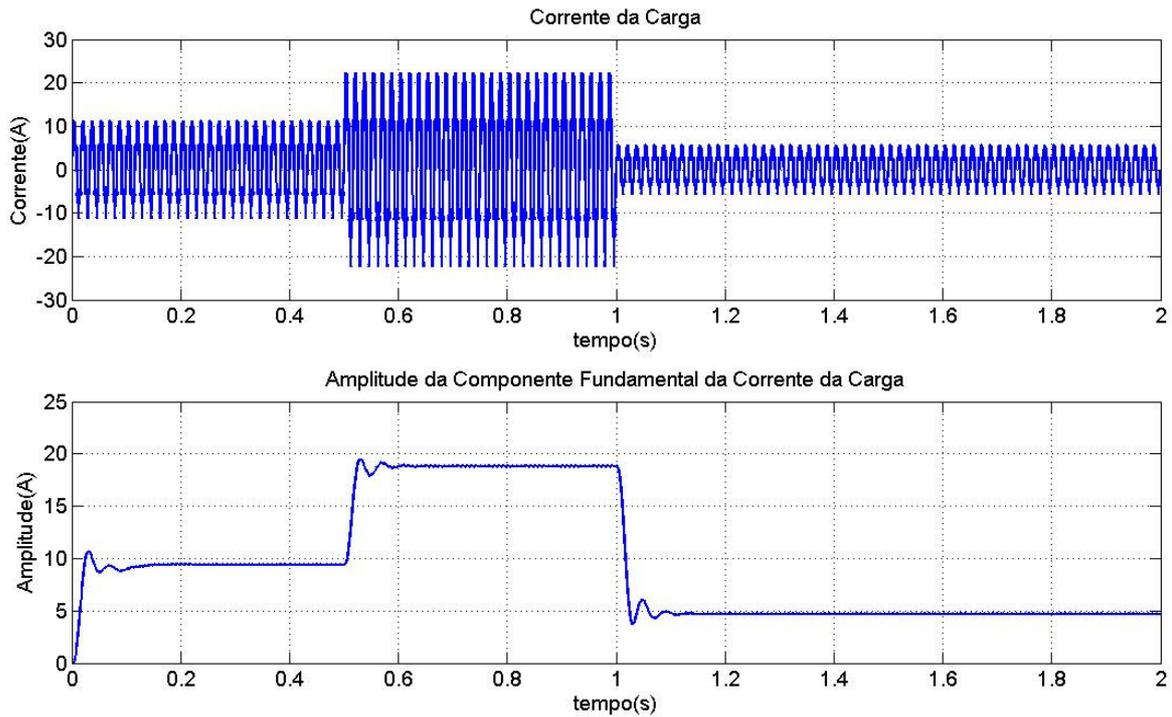


Figura 5.4: Detecção da variação na amplitude da componente fundamental para $\varphi_1 = 20^\circ$.

Para a implementação completa da estratégia de alteração do valor do parâmetro μ , em busca de uma adaptação mais rápida dos coeficientes do Filtro Adaptativo, é necessário detectar o momento exato da variação na corrente da carga. Desta forma, a saída y_f é lida a todo o momento, sendo calculada uma variação percentual para este valor de saída. Quando ocorrer uma variação na amplitude da fundamental o valor da variação percentual sofre uma elevação a um determinado valor limite e o transitório é detectado. O cálculo desta variação percentual é exemplificado na Equação 5.14.

$$\Delta_{ILf\%} = \left| \frac{A(n) - A(n-k)}{A(n-k)} \right| \quad (5.14)$$

Em que:

$\Delta_{ILf\%}$: variação percentual da amplitude da componente fundamental da corrente da carga.

$A(n)$: valor da amostra atual de y_f .

$A(n - k)$: valor de y_f com k amostras de atraso.

A variação percentual $\Delta_{ILf\%}$ é o principal critério para a alteração do passo de adaptação nos momentos de transitório (alteração no valor da corrente da carga). É através deste parâmetro em que o algoritmo de controle define ou não, alterar o valor de μ .

Quando $\Delta_{ILf\%}$ atinge um determinado valor limite (Δ_{lim}) o transitório em I_L é então detectado e o valor de μ é alterado para μ_{max} , permanecendo com este valor por meio ciclo da fundamental. Em seguida, o valor de μ é alterado para μ_{med} , permanecendo neste valor por mais meio ciclo da fundamental. Por fim, μ é alterado para μ_{min} . Sendo que, $\mu_{min} < \mu_{med} < \mu_{max}$. Estes valores, para o passo de adaptação, devem ser escolhidos de tal maneira a evitar tanto que o algoritmo se torne instável (no caso de μ_{max} muito elevado) ou que a convergência fique muito lenta (no caso de μ_{min} muito pequeno).

A Figura 5.5 demonstra o comportamento do algoritmo, alterando o valor do passo de adaptação, para uma elevação da amplitude de I_L em 100% e decréscimo da mesma em 100%. É importante observar como a variação percentual $\Delta_{ILf\%}$ permite a correta detecção do transitório. Os seguintes valores foram utilizados para μ : $\mu_{max} = 0,0002$, $\mu_{med} = 0,00018$ e $\mu_{min} = 0,00015$.

Na Figura 5.6 apresenta uma simulação com elevação da amplitude de I_L em 100%, decréscimo da mesma em 100% e por último um acréscimo de 40%. Os valores do passo de adaptação foram mantidos os mesmos do exemplo anterior.

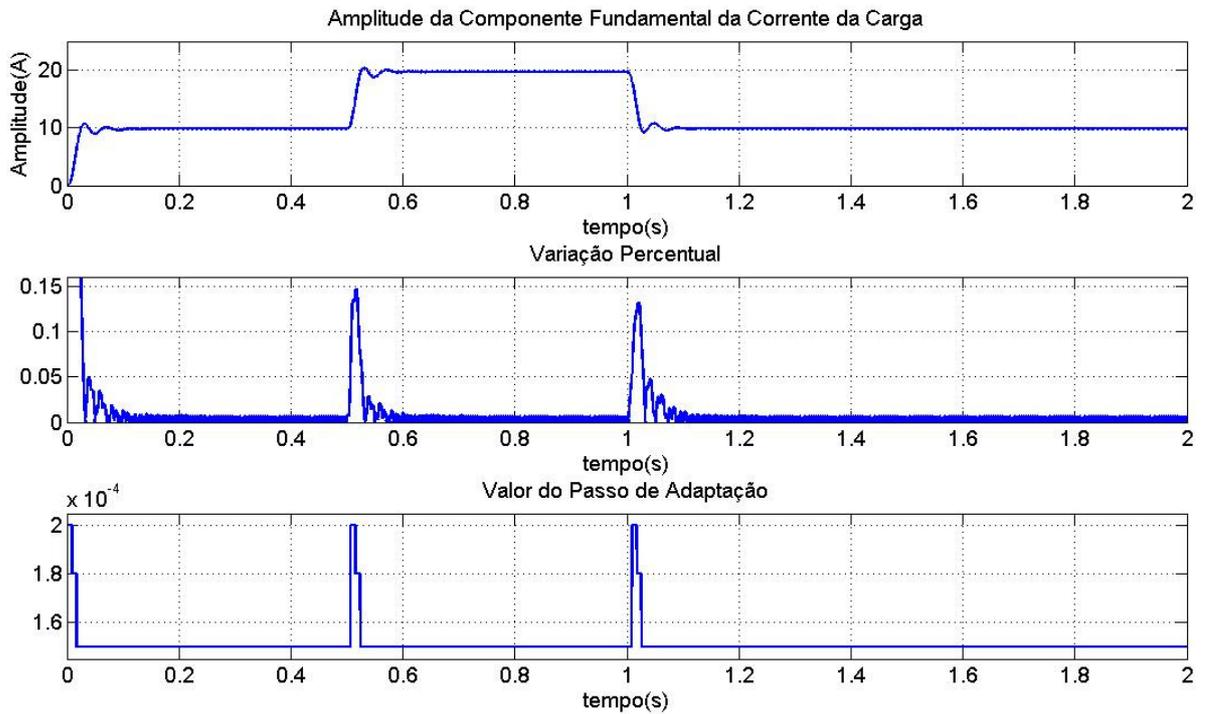


Figura 5.5: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L .

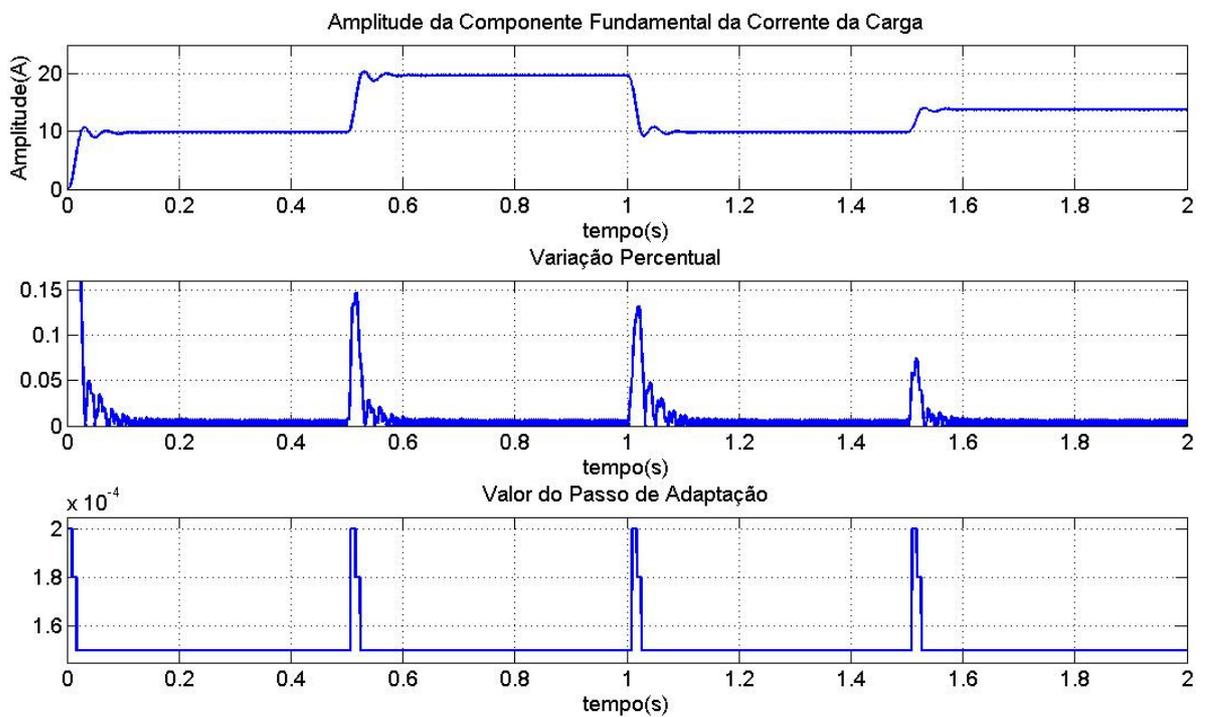


Figura 5.6: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L .

As duas próximas figuras apresentam dois casos utilizando um Filtro Adaptativo FIR. No primeiro caso, Figura 5.7, é utilizado o passo de adaptação fixo de 0,00015. Já no segundo, Figura 5.8, o passo de adaptação é variável com os seguintes valores: $\mu_{max} = 0,0002$, $\mu_{med} = 0,00018$ e $\mu_{min} = 0,00015$. Como observado, pelo sinal de saída do Filtro Adaptativo, tanto a velocidade de convergência como a precisão em regime permanente alcançados, com a estratégia desenvolvida, demonstram ser superiores a implementação com μ fixo. Outro aspecto importante é o tempo gasto para a adaptação apresentado na Figura 8, na ordem de 1 ciclo e meio da fundamental. Tempo este mais rápido do que o encontrado na literatura, que é da ordem de 2 ciclos [17-18][20].

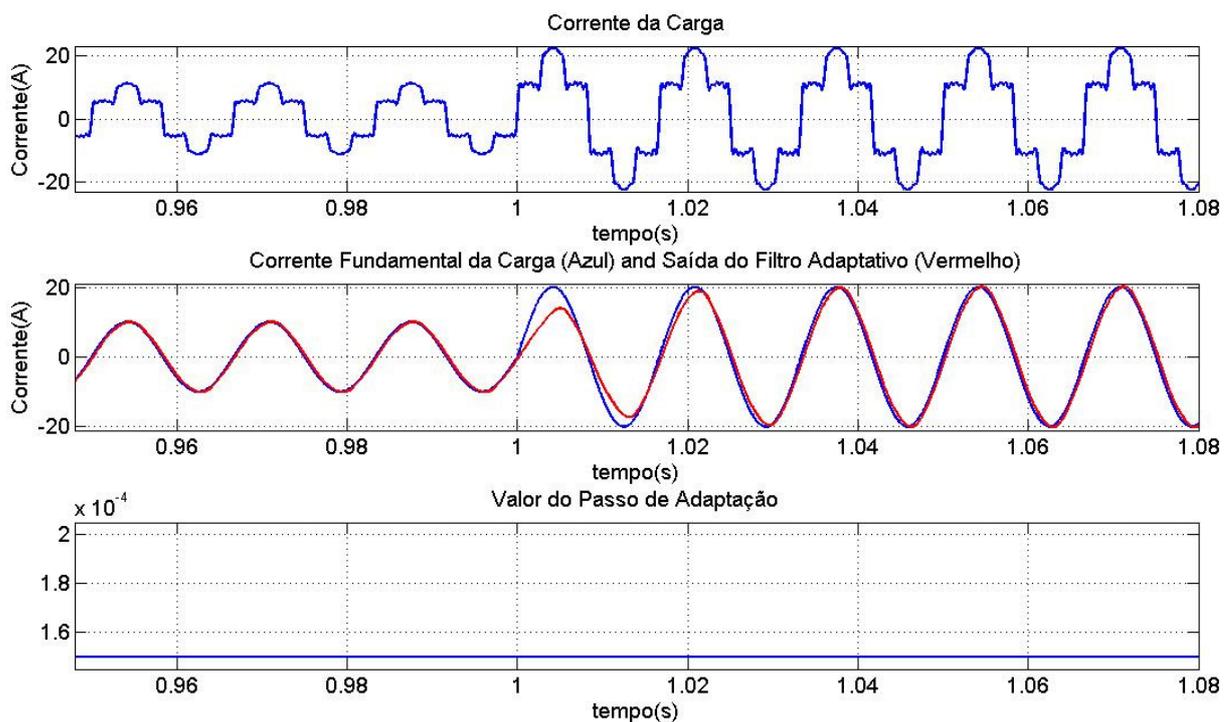


Figura 5.7: Detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo FIR para um valor de μ fixo.

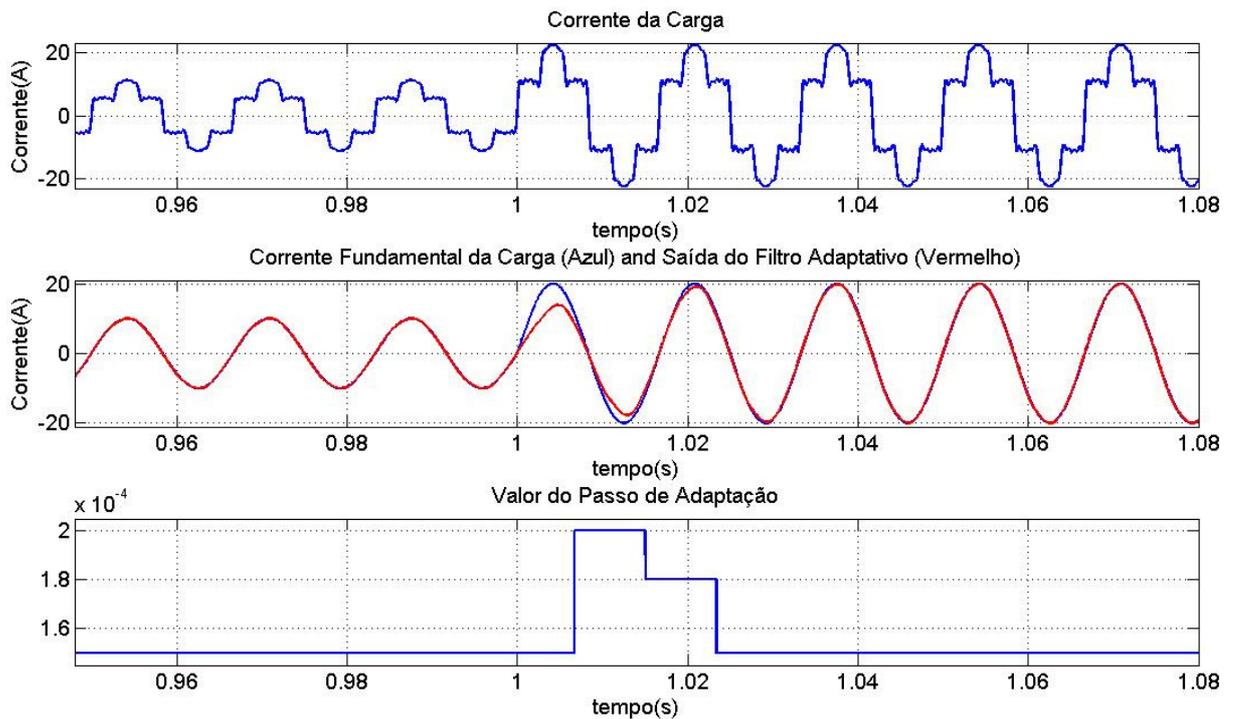


Figura 5.8: Detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo *FIR* para um valor de μ variável.

Neste capítulo foi abordada a estratégia desenvolvida, neste trabalho, com o objetivo de permitir uma rápida convergência do algoritmo *Least Mean Square*, bem como, uma resposta em regime permanente precisa. Nos próximos capítulos os resultados de simulação e experimentais serão apresentados, permitindo verificar a eficácia e a aplicabilidade da nova estratégia para controle do passo de adaptação variável.

6 Resultados de Simulação

Nos capítulos anteriores os principais conceitos necessários para implementação, da técnica de detecção de harmônicos com filtragem adaptativa, foram apresentados. Desta maneira, é necessário a simulação da técnica para a verificação e validação dos resultados, para uma posterior implementação no Processador Digital de Sinais TMS320F2812.

O objetivo, destas simulações, é observar o comportamento do algoritmo para geração do conteúdo harmônico com base nos sinais utilizados pelo mesmo.

Tanto a velocidade de convergência do algoritmo como a resposta em regime permanente serão analisados com maior detalhe. Pois, estes são os dois principais aspectos a serem levados em consideração para a aplicação da técnica proposta em um Filtro Ativo de Potência.

As simulações foram realizadas no programa *Matlab/Simulink*. As principais características dos sinais encontrados neste tipo de aplicação foram simuladas, com ênfase nos dois aspectos citados no parágrafo anterior.

Além das simulações da técnica de detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos *FIR* e Sintonizado, também serão apresentadas simulações para um caso específico em que o algoritmo *LMS* é utilizado para ajustar apenas o ganho do sinal de entrada do Filtro Adaptativo. Este caso especial, somente pode ser aplicado nas situações em que o ângulo de fase entre a tensão da fonte e a corrente fundamental da carga for 0° .

6.1 Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho

Inicialmente serão apresentados os resultados para um caso ideal, em que o ângulo de fase entre a tensão da fonte e a corrente fundamental da carga for 0° . Esta idéia foi desenvolvida durante os estudos deste trabalho, com a observação da viabilidade do ajuste apenas do ganho de um sinal senoidal de entrada unitário em fase com a tensão da fonte. Para tanto, foi utilizado um Filtro Adaptativo *FIR* com apenas dois coeficientes.

Uma característica interessante desta estrutura para o ajuste apenas do ganho é a possibilidade da detecção do transitório utilizando somente os parâmetros do Filtro Adaptativo. Pois, os dois coeficientes utilizados contêm apenas a informação sobre a amplitude da componente fundamental da carga. Com isto, não é necessário usar uma técnica de detecção de amplitude como no caso do Filtro Adaptativo *FIR* e Sintonizado.

O valor *RMS* de cada componente harmônico da corrente da carga utilizado na simulação está disponível na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Valor *RMS* de cada componente harmônico da corrente da carga para simulação.

	<i>RMS</i>
Fundamental	7,071 A
5° Harmônico	1,677 A
7° Harmônico	0,693 A
11° Harmônico	0,614 A
13° Harmônico	0,411 A
17° Harmônico	0,376 A
19° Harmônico	0,276 A
23° Harmônico	0,260 A
25° Harmônico	0,195 A

As Figuras 6.1 e 6.2 apresentam os sinais utilizados e gerados pelo Filtro Adaptativo para detecção dos harmônicos da corrente da carga. Como já mencionado nos capítulos anteriores, a corrente da carga é usada como sinal desejado $d(n)$ e um sinal senoidal unitário em fase com a tensão da fonte é utilizado como sinal de entrada $x(n)$. A saída do Filtro Adaptativo é indicada por $y(n)$, em fase e com a mesma amplitude da componente fundamental da corrente da carga. A subtração de $d(n) - y(n)$ gera o sinal de erro $e(n)$ que contém o conteúdo harmônico necessário para a compensação.

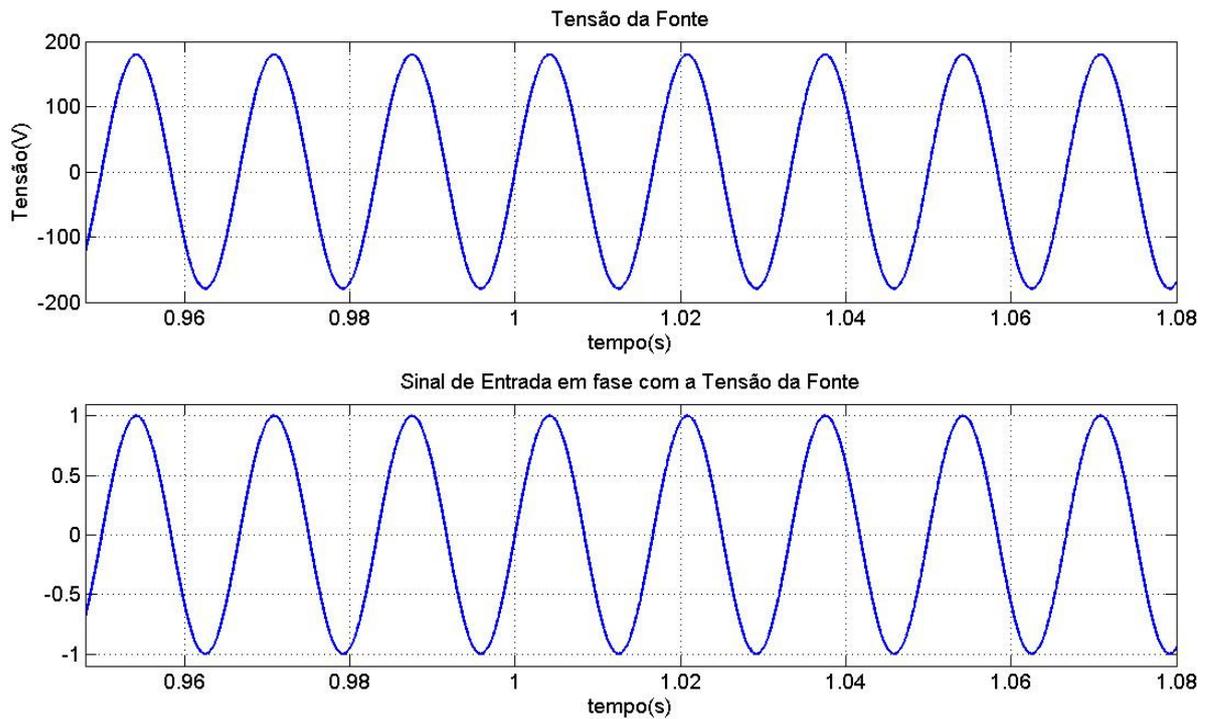


Figura 6.1: Tensão da fonte e sinal de entrada do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.

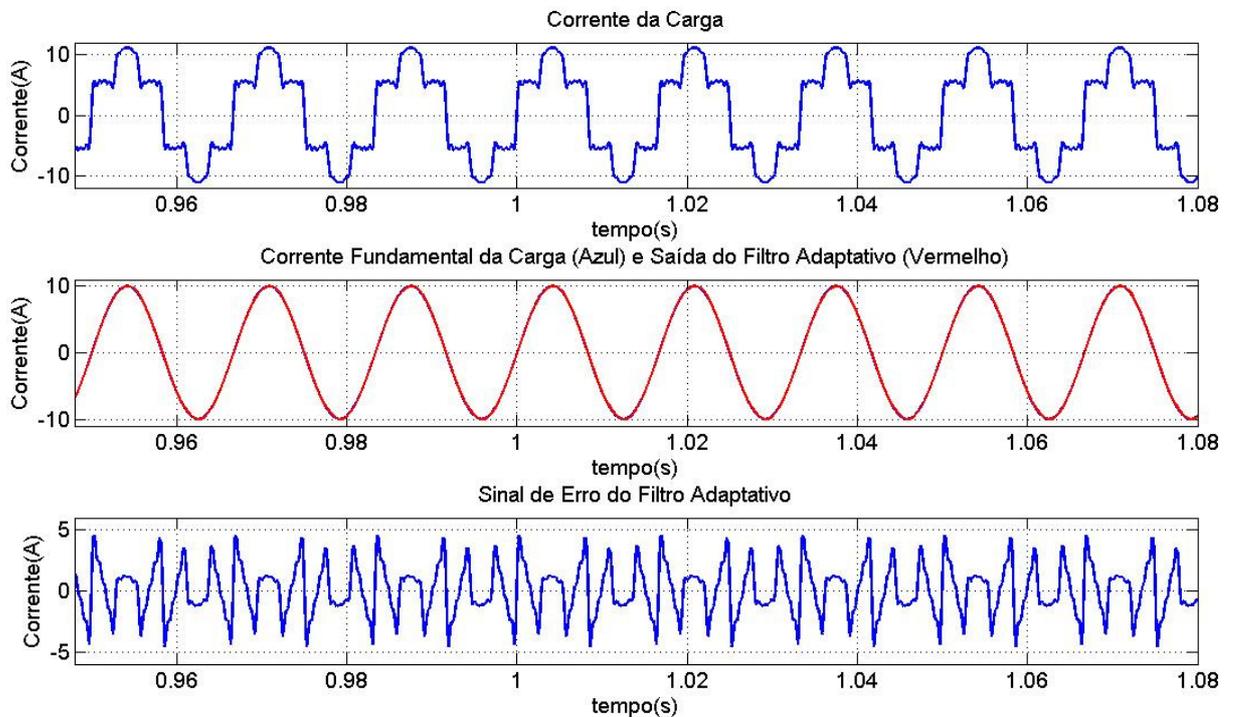


Figura 6.2: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho em regime permanente.

A Figura 6.3 apresenta a comparação entre o conteúdo harmônico presente na corrente da carga e a corrente harmônica gerada através do Filtro Adaptativo. O pequeno valor de erro entre os dois sinais indica o correto desempenho do algoritmo na extração do conteúdo harmônico da corrente da carga.

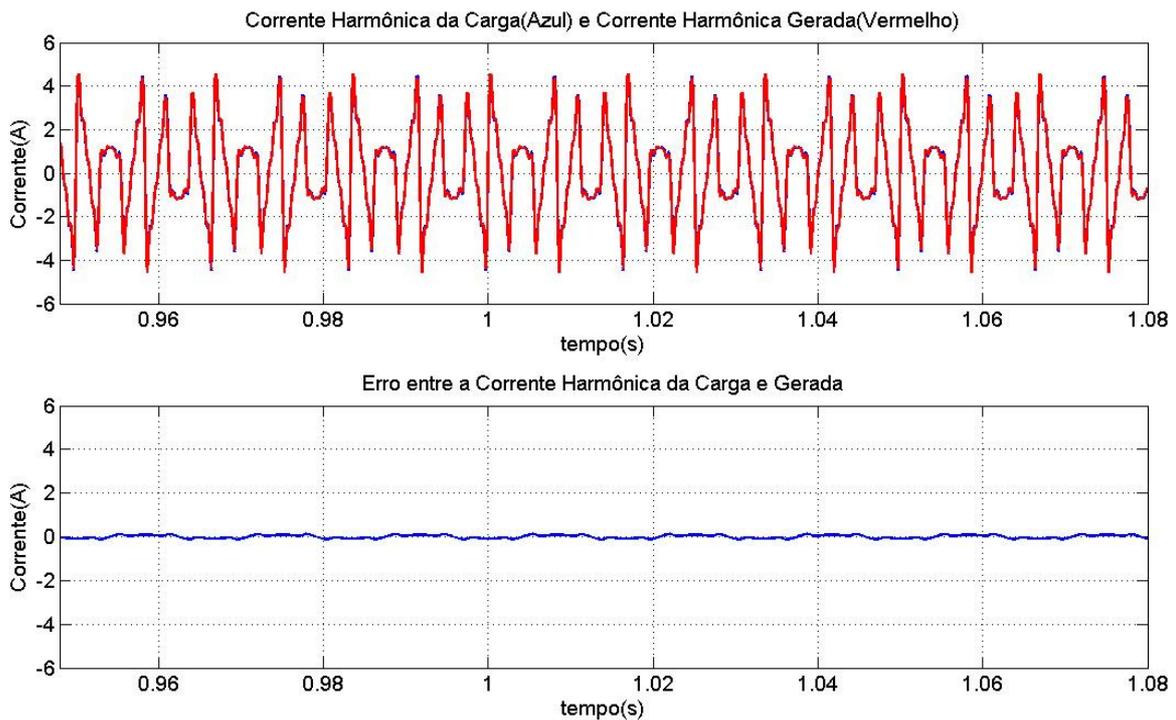


Figura 6.3: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.

Na Figura 6.4, como intuito demonstrativo, são mostradas a corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente compensada. Os espectros harmônicos da corrente da carga e compensada são ilustrados na Figura 6.5 demonstrando a completa remoção do conteúdo harmônico da corrente compensada.

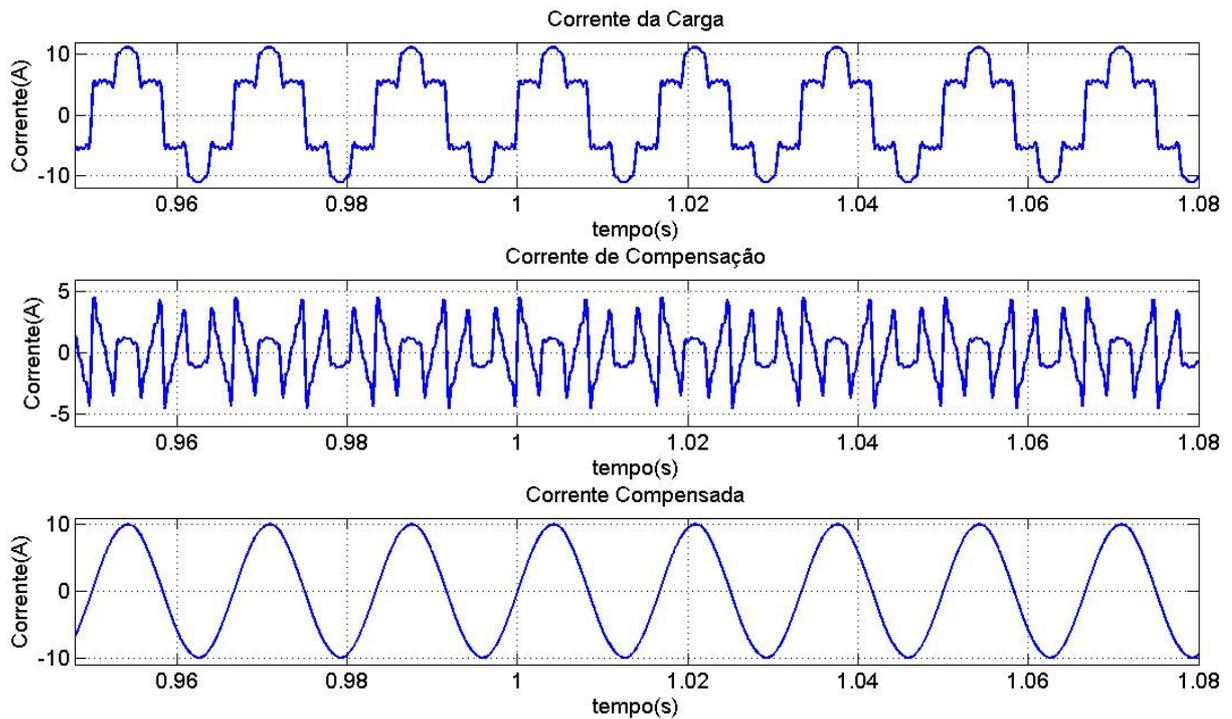


Figura 6.4: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.

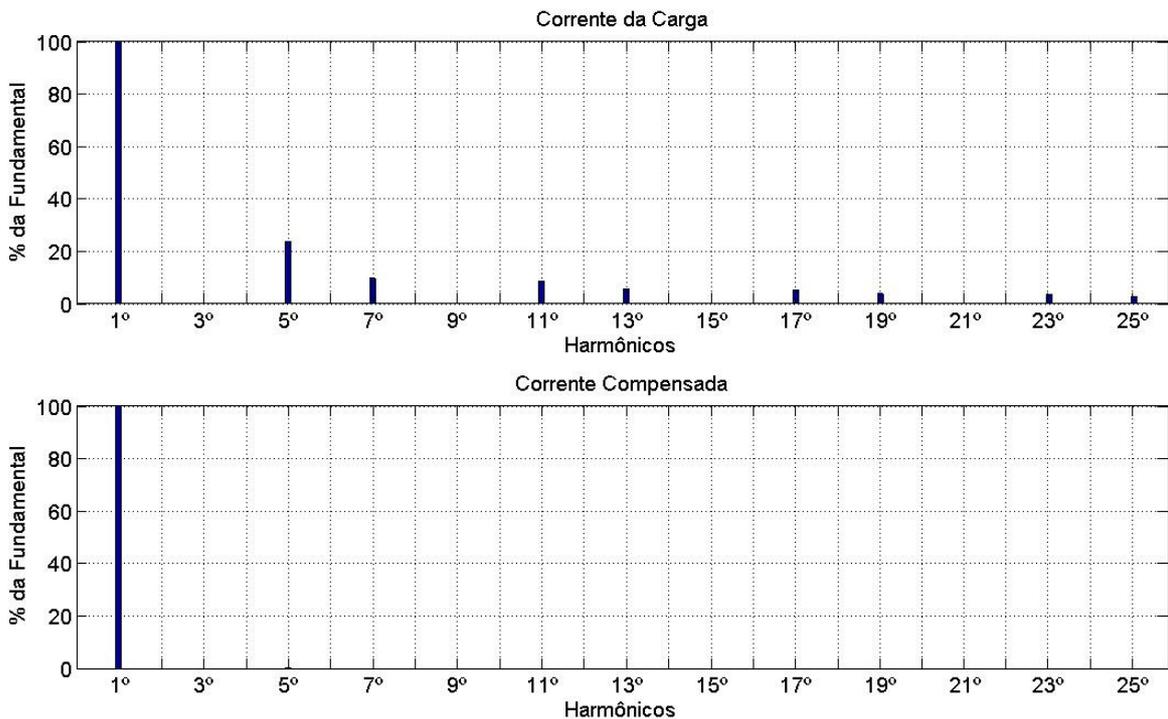


Figura 6.5: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.

Após a apresentação dos resultados da simulação do método em regime permanente é necessário a demonstração de seu comportamento diante situações de transitório na amplitude da corrente da carga. Pois, esta é uma importante característica

no algoritmo de controle de um Filtro Ativo de Potência. Para tanto, foram realizadas simulações em que é aplicada a amplitude da corrente da carga um aumento de 100% de seu valor e em seguida um decréscimo de 25%.

A Figura 6.6 mostra os principais sinais utilizados e gerados pelo Filtro Adaptativo, como a corrente da carga, o sinal de saída do Filtro Adaptativo e o sinal de erro. Como pode ser observado, com a utilização da técnica para alteração do valor do passo de adaptação, o tempo gasto para o ajuste dos coeficientes do filtro após o transitório na amplitude da carga é de apenas 1 ciclo e meio da fundamental.

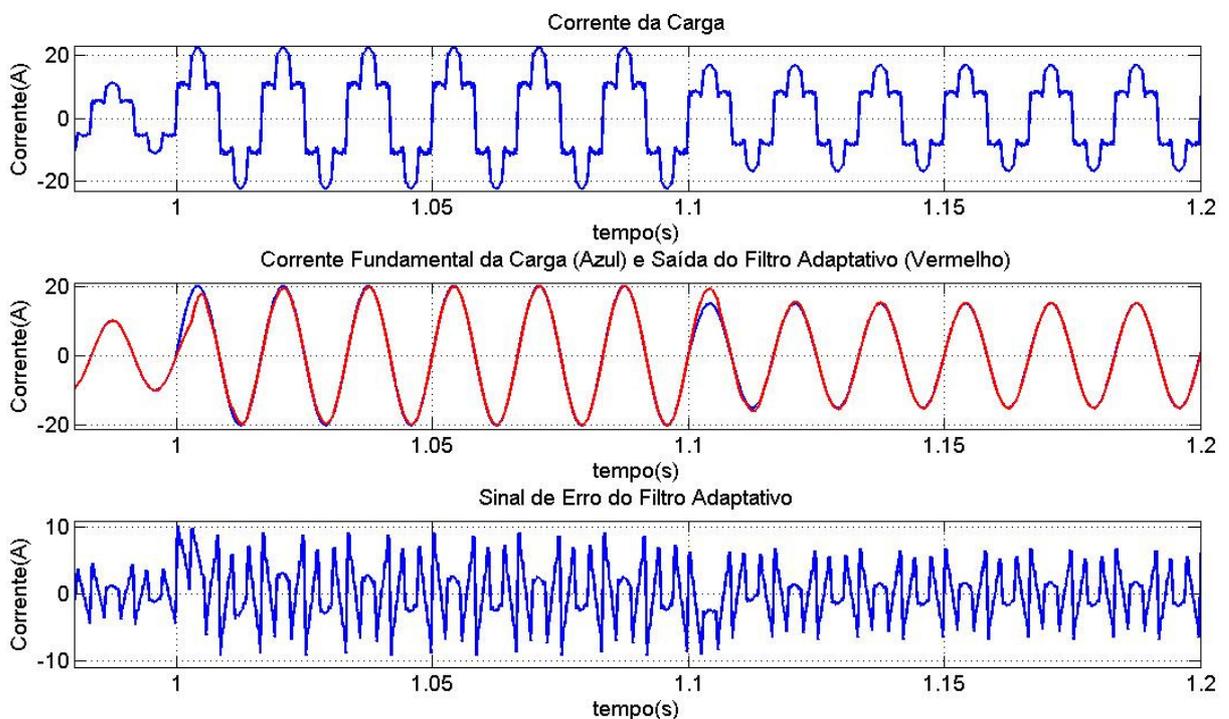


Figura 6.6: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho com transitório.

A Figura 6.7 apresenta a comparação entre o conteúdo harmônico presente na corrente da carga e a corrente harmônica gerada através do Filtro Adaptativo. O erro entre estes dois sinais também é apresentado.

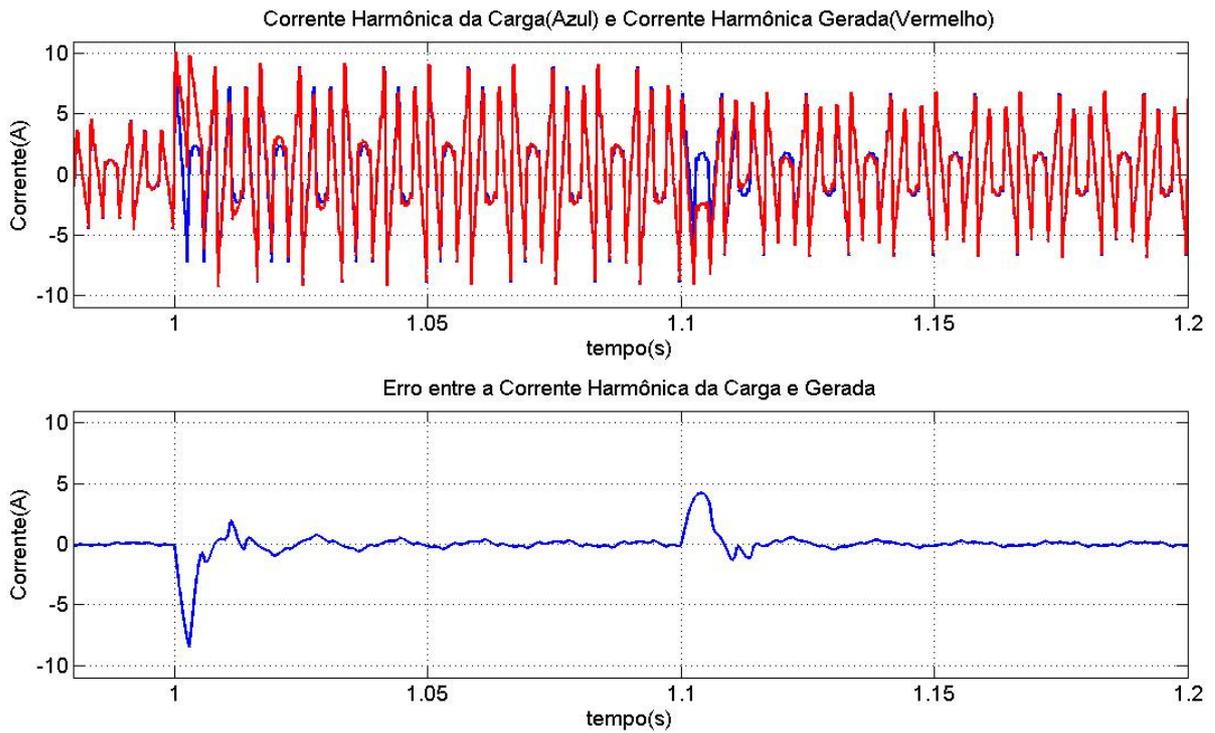


Figura 6.7: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.

Na Figura 6.8, são mostradas a corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente compensada.

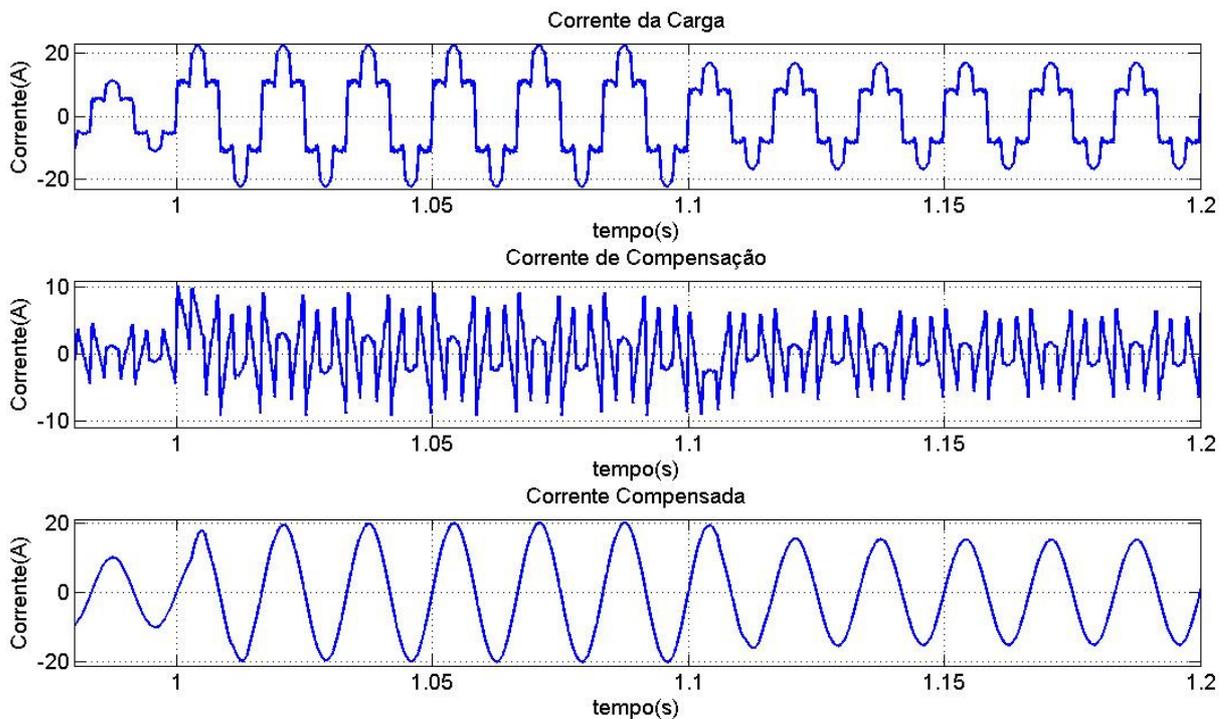


Figura 6.8: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.

Como mencionado anteriormente, os dois coeficientes utilizados para o ajuste do ganho neste tipo de aplicação fornecem a informação sobre a amplitude da componente fundamental da corrente da carga. Então, para a detecção de alguma alteração nesta amplitude não é necessário a utilização de nenhuma técnica extra como no caso do Filtro Adaptativo *FIR* e Sintonizado. A detecção na variação da amplitude e a conseqüente variação no valor de μ , utilizando esta nova abordagem, são mostrados na Figura 6.9. O passo de adaptação é variável com os seguintes valores: $\mu_{max} = 0,0075$, $\mu_{med1} = 0,005$, $\mu_{med2} = 0,00145$ e $\mu_{min} = 0,001$.

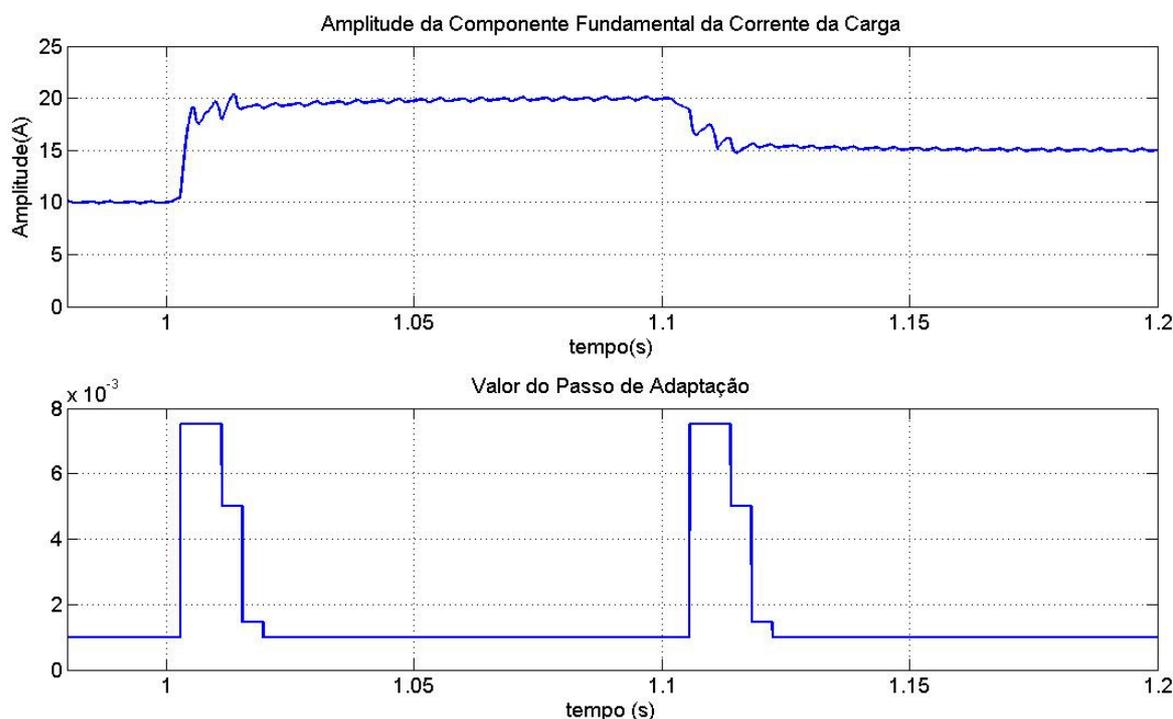


Figura 6.9: Alteração do valor de μ através da detecção da variação na amplitude da fundamental de I_L no Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho.

6.2 Filtro Adaptativo *FIR*

Nas simulações com Filtro Adaptativo *FIR*, foi utilizado um filtro *FIR* com 32 coeficientes e os seguintes valores para o passo de adaptação variável: $\mu_{max} = 0,0002$, $\mu_{med} = 0,00018$ e $\mu_{min} = 0,00015$. Para variação de μ foi usada a técnica baseada no princípio de *Coulon*, exposta no capítulo anterior.

A Figura 6.10 mostra a tensão da fonte e o sinal entrada em fase com mesma. O sinal da corrente da carga, a componente fundamental da carga juntamente com a saída

do Filtro Adaptativo e o sinal de erro são apresentados na Figura 6.11. Os valores *RMS* de cada componente harmônico da corrente da carga são os mesmos contidos na Tabela 6.1.

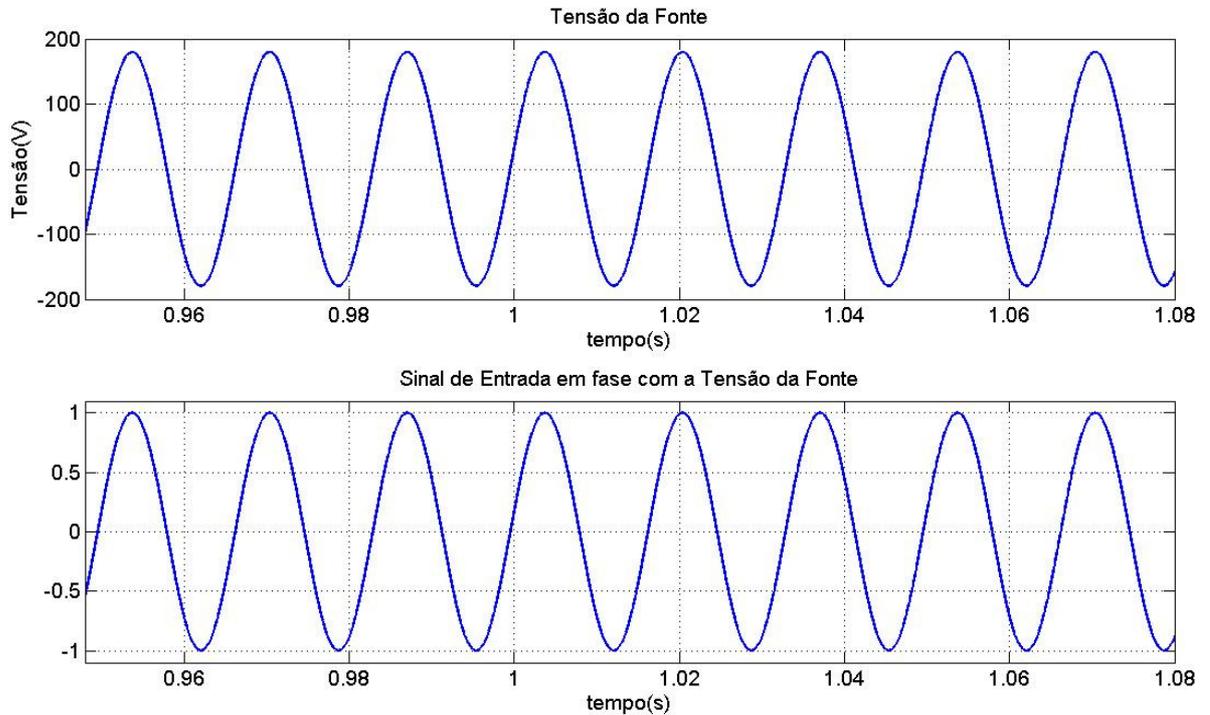


Figura 6.10: Tensão da fonte e sinal de entrada do Filtro Adaptativo *FIR*.

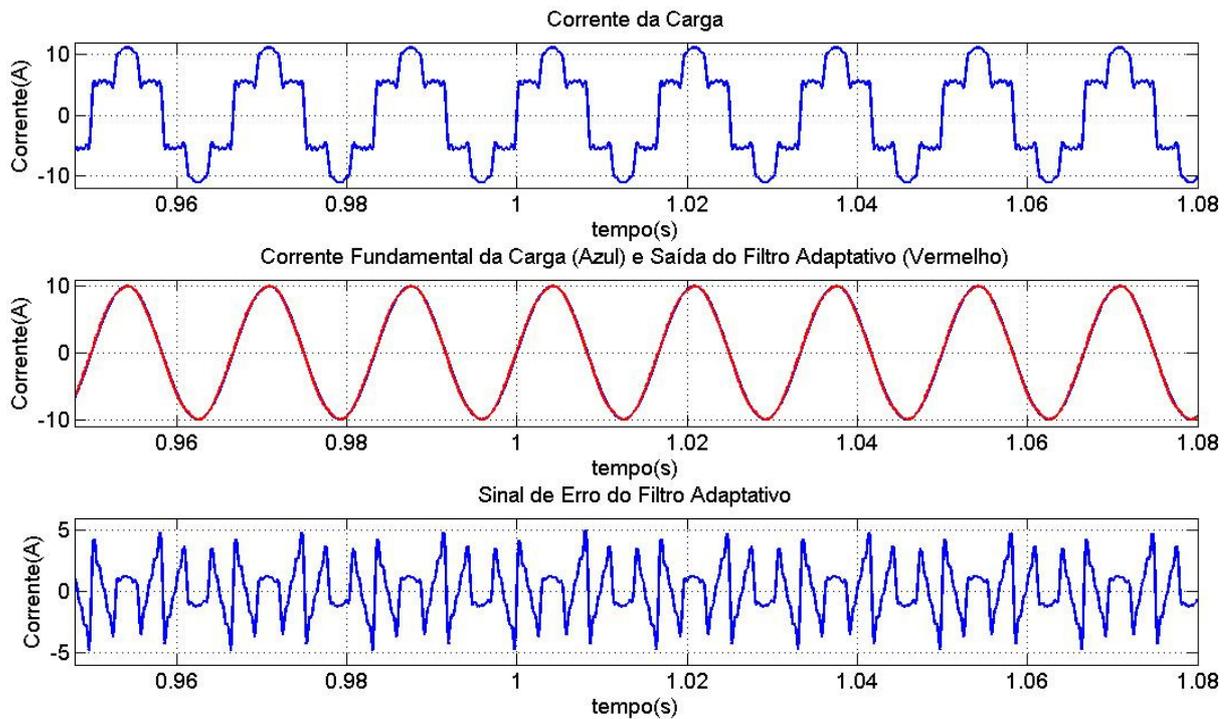


Figura 6.11: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo *FIR* em regime permanente.

A comparação, entre a corrente harmônica da carga e corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo *FIR*, é mostrada pela Figura 6.12.

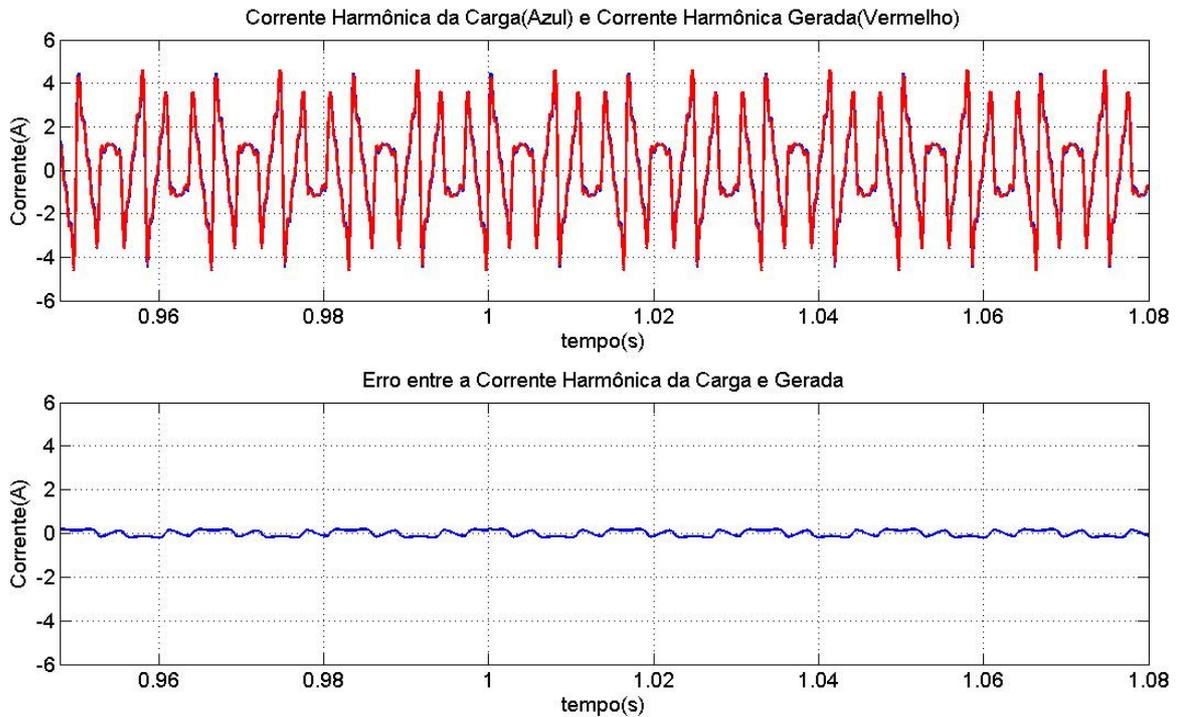


Figura 6.12: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.

A Figura 6.13 demonstra a compensação com a corrente harmônica gerada. Já na Figura 6.14 são apresentados os espectros harmônicos da corrente da carga e compensada.

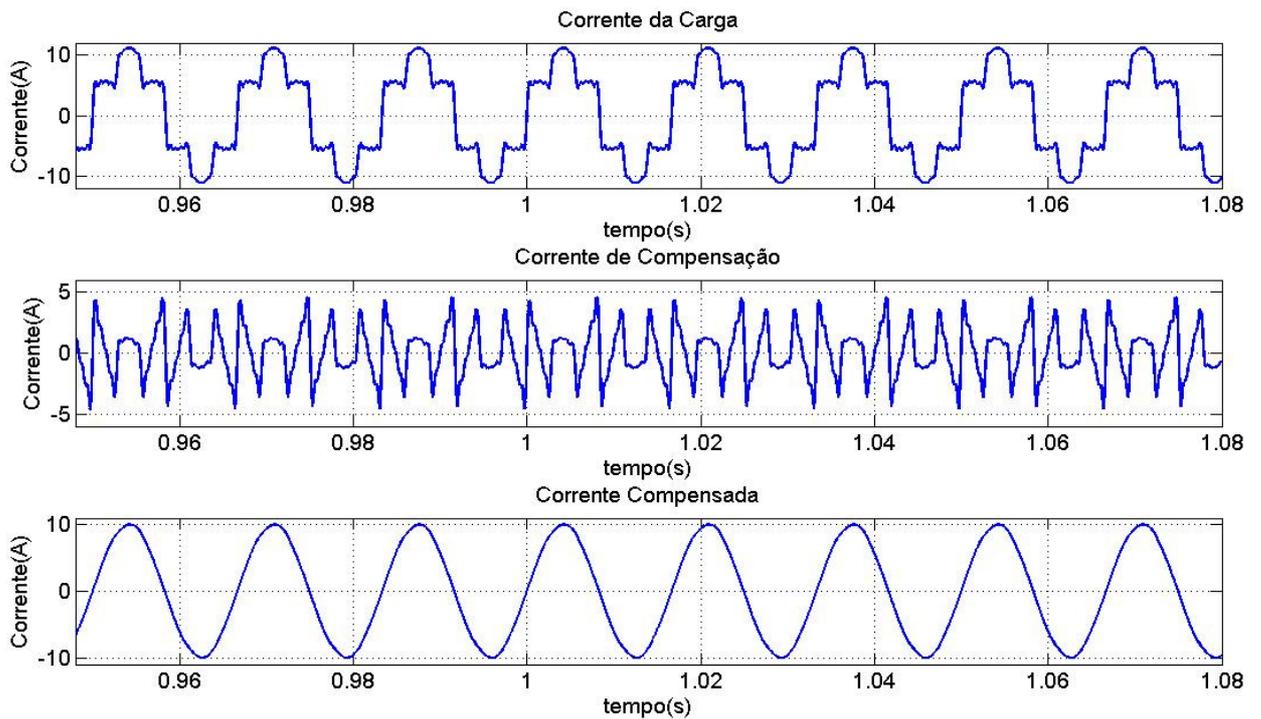


Figura 6.13: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo *FIR*.

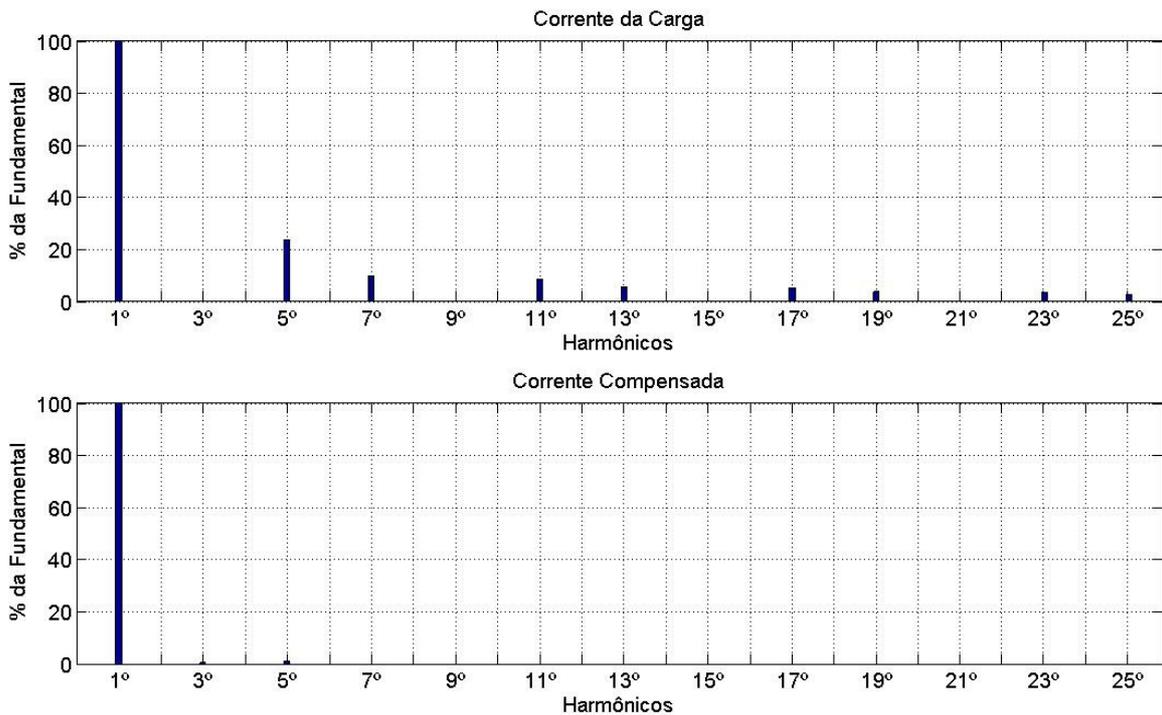


Figura 6.14: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo *FIR*.

Os resultados das simulações demonstraram a correta geração da corrente harmônica pelo Filtro Adaptativo *FIR* em regime permanente. A seguir são apresentadas

a simulações com alteração do valor da amplitude da corrente da carga. Situação, em que a estratégia de passo de adaptação variável deve ser utilizada para manter o tempo de ajuste em 1 ciclo e meio da fundamental. Desta maneira, foram realizadas simulações em que é aplicada a amplitude da corrente da carga um aumento de 100% de seu valor e em seguida um decréscimo de 25%.

A Figura 6.15 mostra a corrente da carga, a corrente fundamental da carga juntamente com o sinal de saída do Filtro Adaptativo *FIR* e o sinal de erro. Como pode ser observado, com a utilização da técnica para alteração do valor do passo de adaptação, o tempo gasto para o ajuste dos coeficientes do filtro após o transitório na amplitude da carga é de 1 ciclo e meio da fundamental.

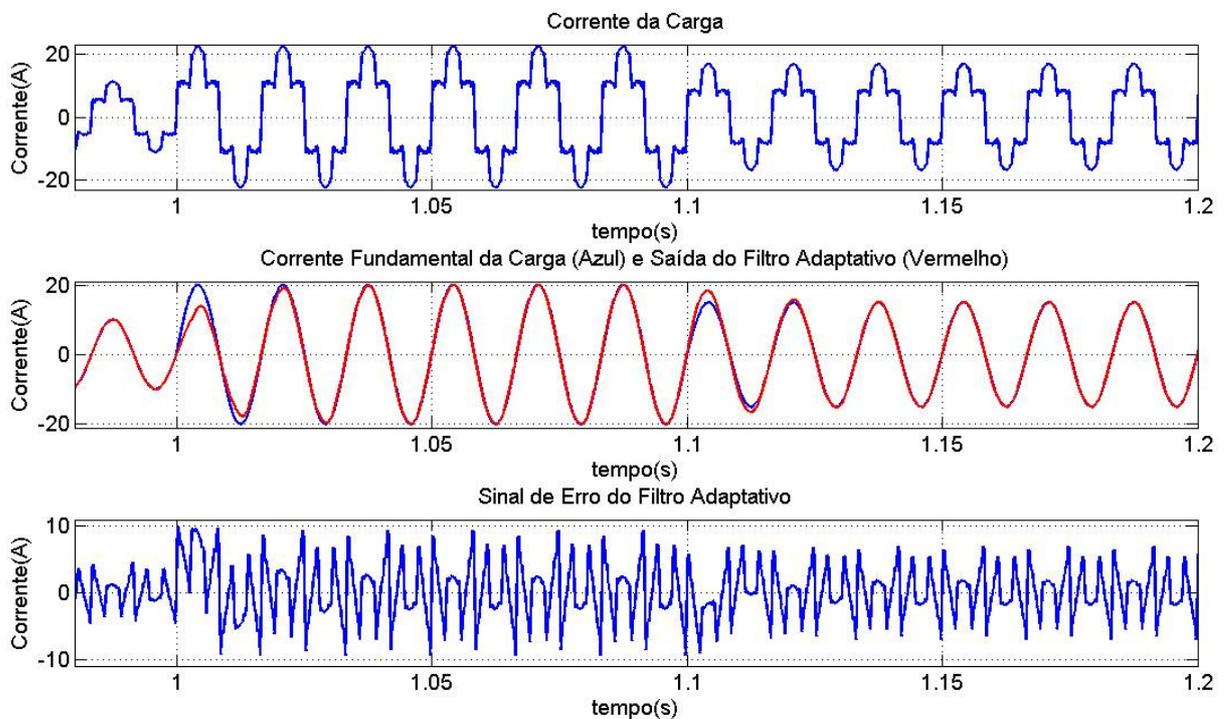


Figura 6.15: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo *FIR* com transitório.

A comparação entre a corrente com conteúdo harmônico da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo, juntamente com o erro entre estes dois sinais são apresentadas na Figura 6.16. Já a Figura 6.17 demonstra o resultado da compensação com a corrente harmônica gerada.

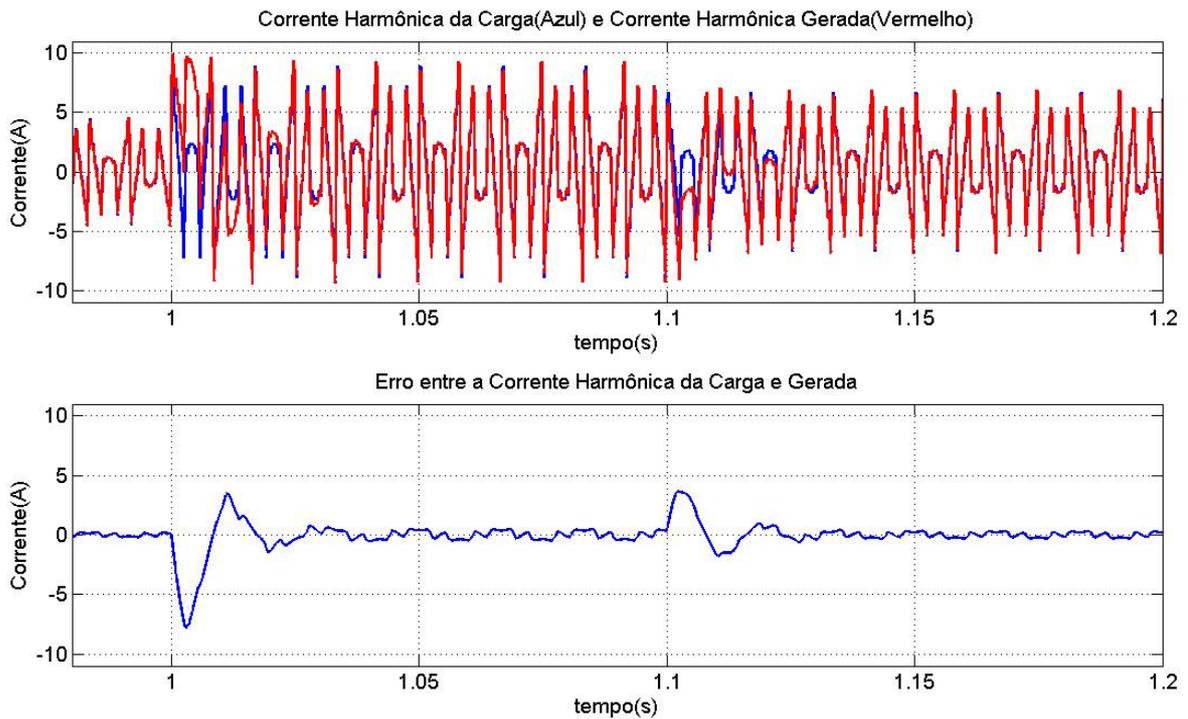


Figura 6.16: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.

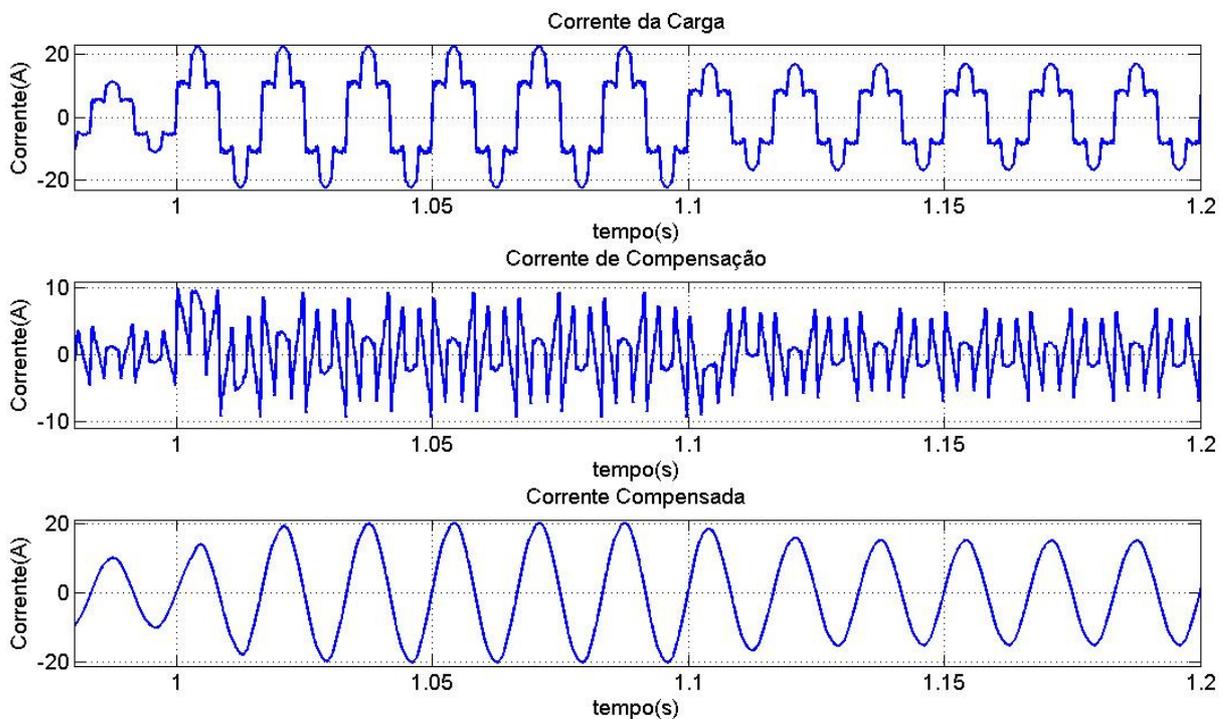


Figura 6.17: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo *FIR*.

As Figuras 6.18, 6.19, 6.20 e 6.21 apresentam os resultados de simulação para o caso em que três transitórios seguidos são realizados. Inicialmente no instante 0,992s é aplicado a amplitude da corrente da carga um aumento de 100%, em seguida no instante 1s é aplicado um decréscimo de 75% e no instante 1,008s um novo acréscimo de 300%.

A Figura 6.21 apresenta, em detalhe, o tempo gasto para que o sinal de saída do Filtro Adaptativo $y(n)$ se adapte a estes transitórios na amplitude da corrente da carga. Como estes transitórios ocorrem, um após o outro, em um tempo menor que 0,025s (1 ciclo e meio da fundamental), não é possível ocorrer a adaptação completa antes do último transitório no instante 1,008s. Após este último transitório a adaptação ocorre, como esperado, em um intervalo de tempo (T_a) de 1 ciclo e meio da fundamental.

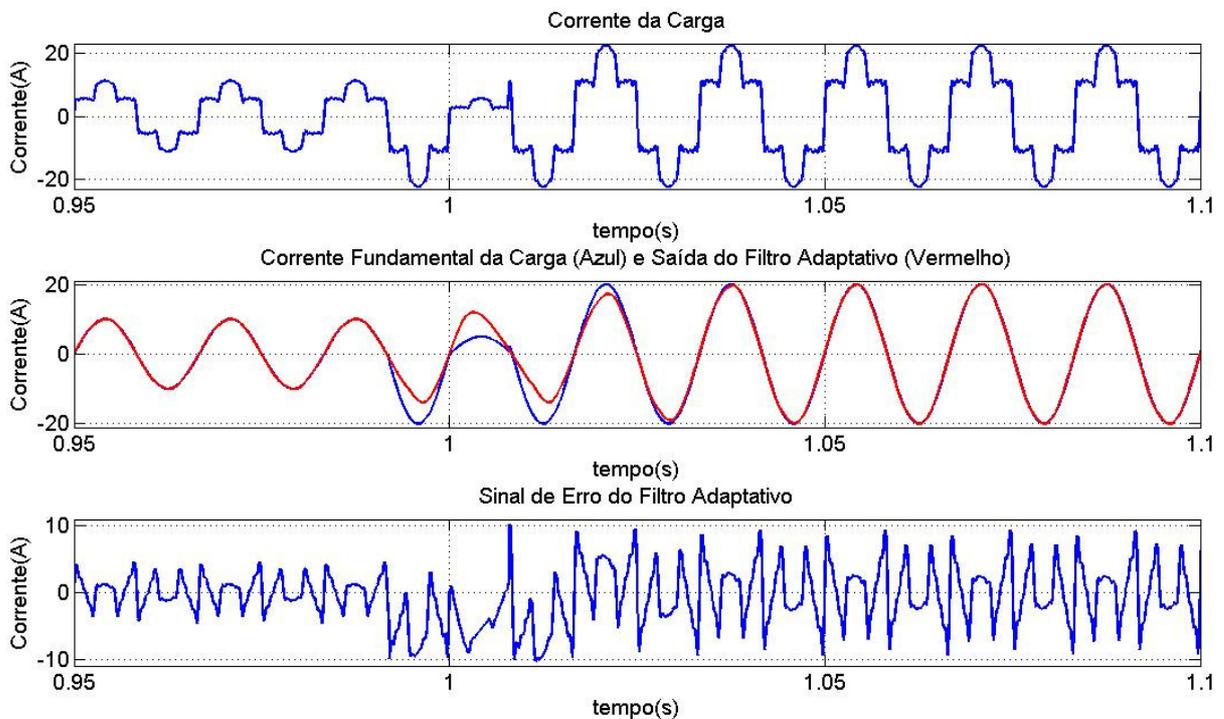


Figura 6.18: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo *FIR* com três transitórios seguidos.

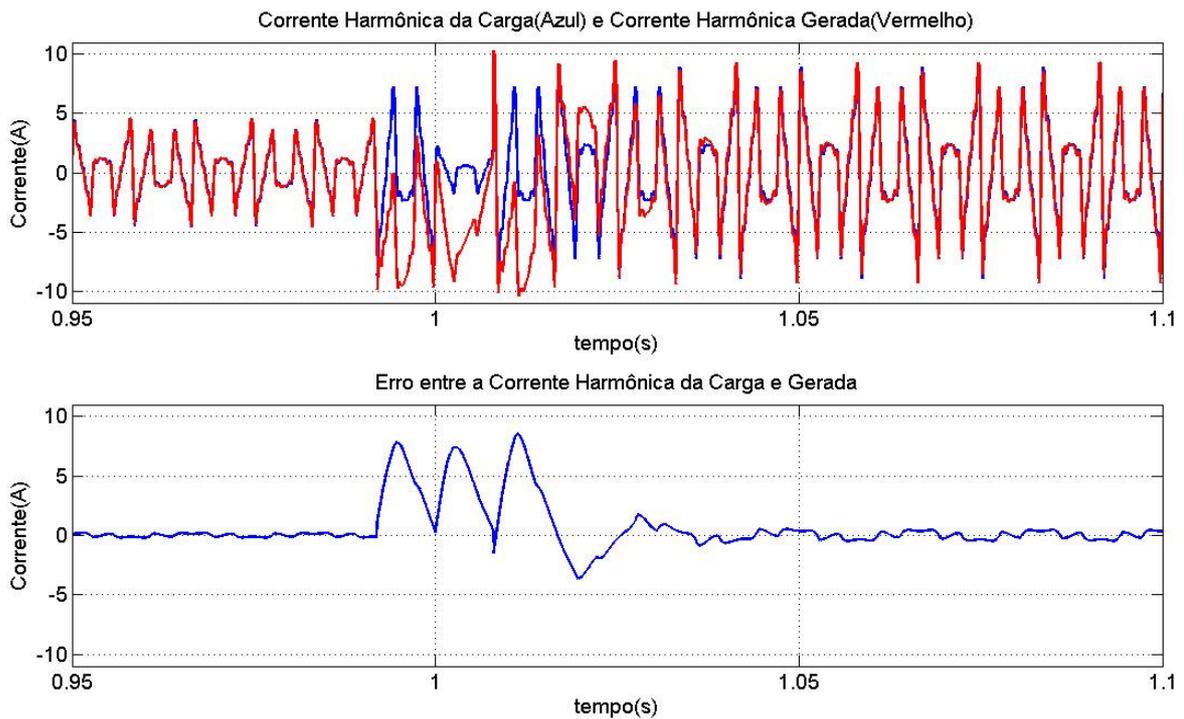


Figura 6.19: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com três transitórios seguidos.

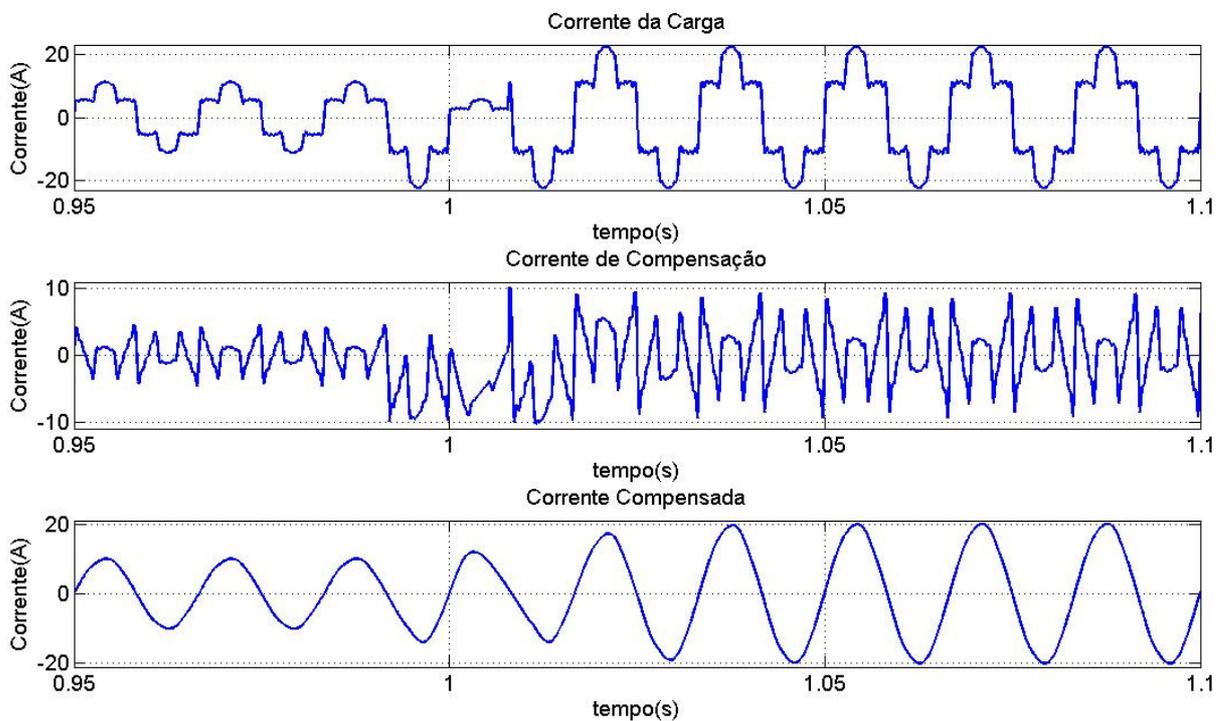


Figura 6.20: Resultado da compensação com três transitórios seguidos utilizando o Filtro Adaptativo FIR.

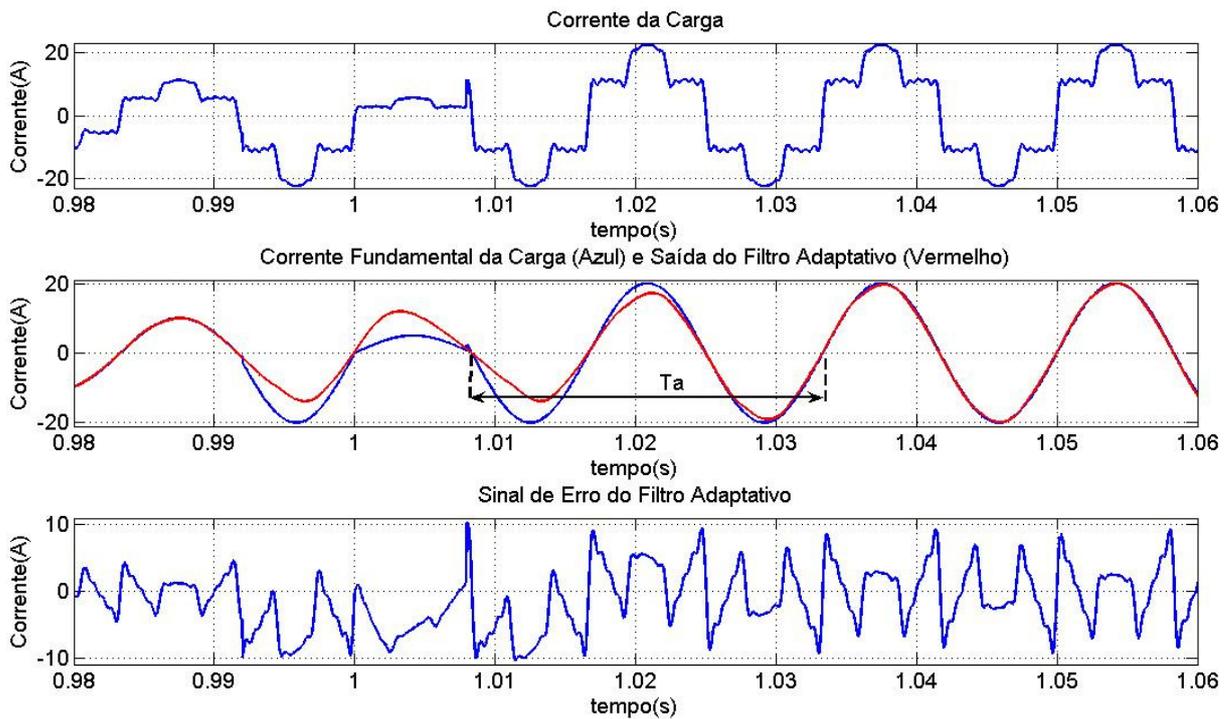


Figura 6.21: Tempo de ajuste da saída do Filtro Adaptativo *FIR* em detalhe.

6.3 Filtro Adaptativo Sintonizado (*Adaptive Notch Filter*)

O Filtro Adaptativo Sintonizado possui uma estrutura diferente dos outros dois filtros simulados. Dois sinais ortogonais são utilizados como sinais de entrada e apenas dois coeficientes são utilizados, um para cada sinal de entrada. O algoritmo de adaptação dos coeficientes continua sendo o algoritmo *LMS*. Apesar destas diferenças, como abordado no Capítulo 4, o princípio de detecção do conteúdo harmônico continua sendo o mesmo aplicado ao um Filtro Adaptativo.

A seguir são apresentados os principais sinais utilizados nestas simulações, em que os seguintes valores para o passo de adaptação variável foram utilizados: $\mu_{max} = 0,009$, $\mu_{med} = 0,007$ e $\mu_{min} = 0,0015$.

Na Figura 6.22 é apresentada a tensão da fonte e os dois sinais ortogonais de entrada, um em fase com a tensão da fonte e o outro com um deslocamento de fase de 90° .

Os valores *RMS* de cada componente harmônico da corrente da carga, presente na Figura 6.23, estão na Tabela 6.1. A Figura 6.23 também apresenta a componente fundamental da carga juntamente com a saída do Filtro Adaptativo e o sinal de erro.

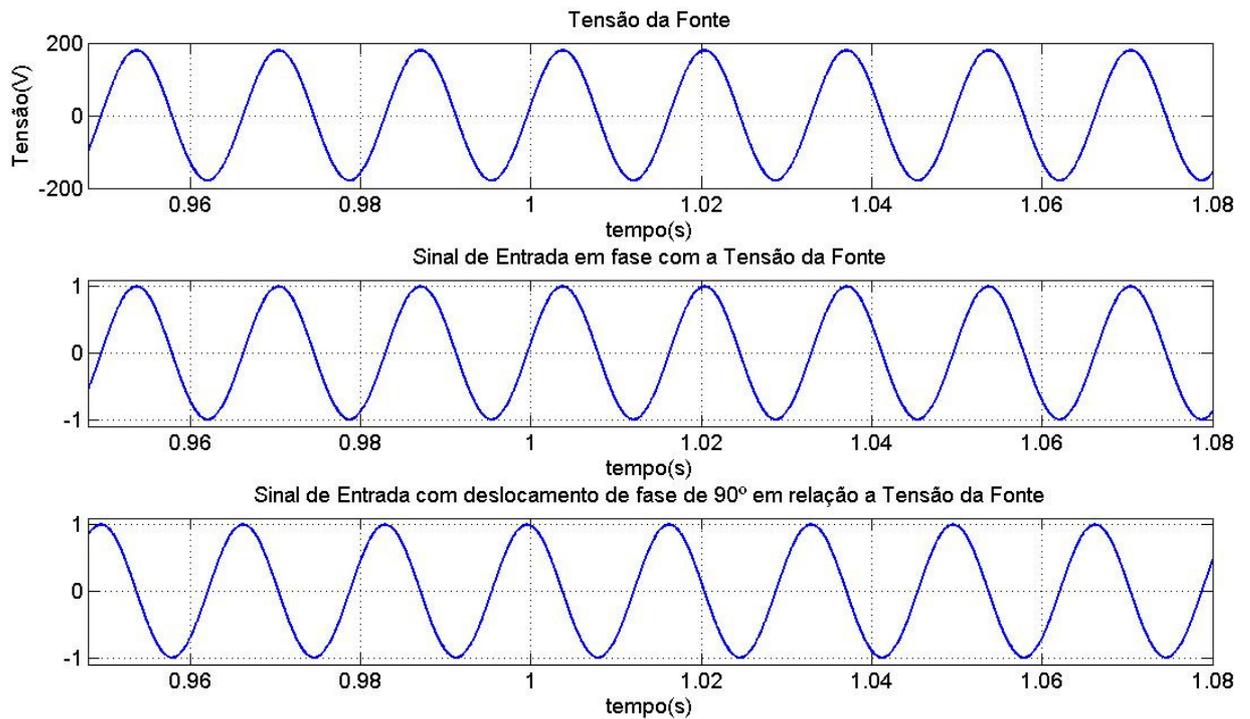


Figura 6.22: Tensão da fonte e sinais de entrada para o Filtro Adaptativo Sintonizado.

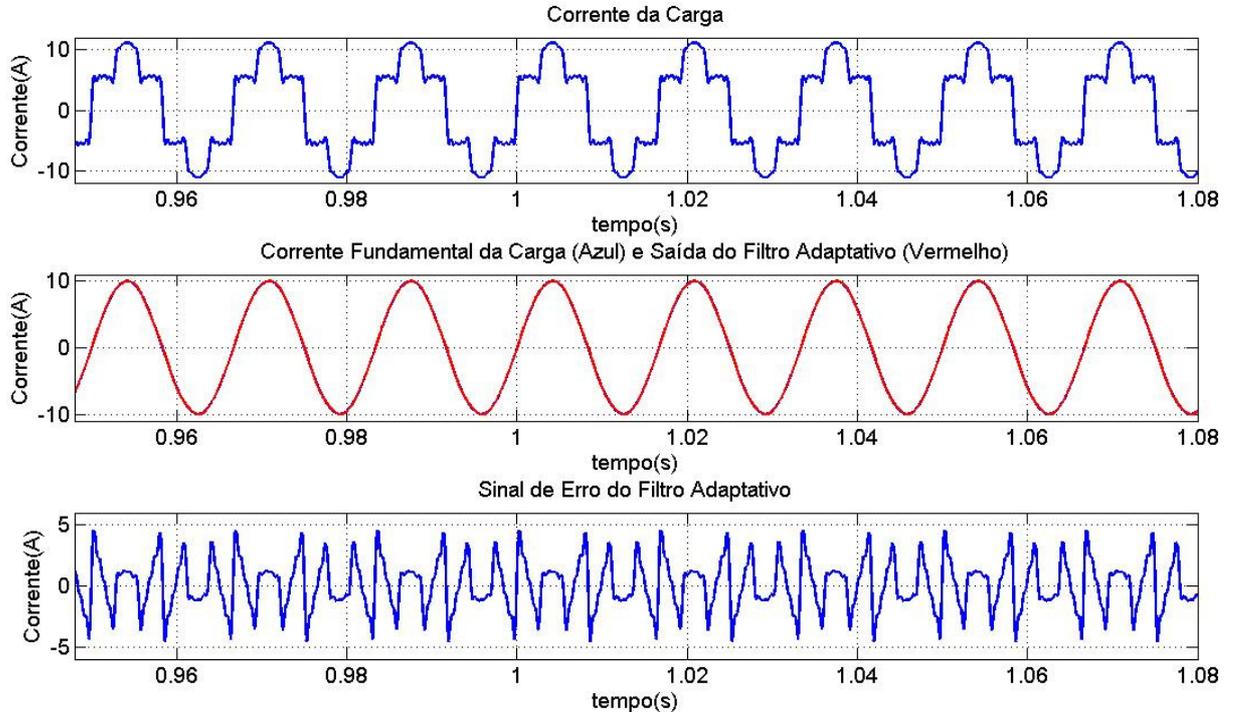


Figura 6.23: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado em regime permanente.

A Figura 6.24 demonstra a correta detecção da corrente harmônica pelo Filtro Adaptativo Sintonizado. O conteúdo harmônico na corrente da carga é detectado em sua totalidade pelo algoritmo.

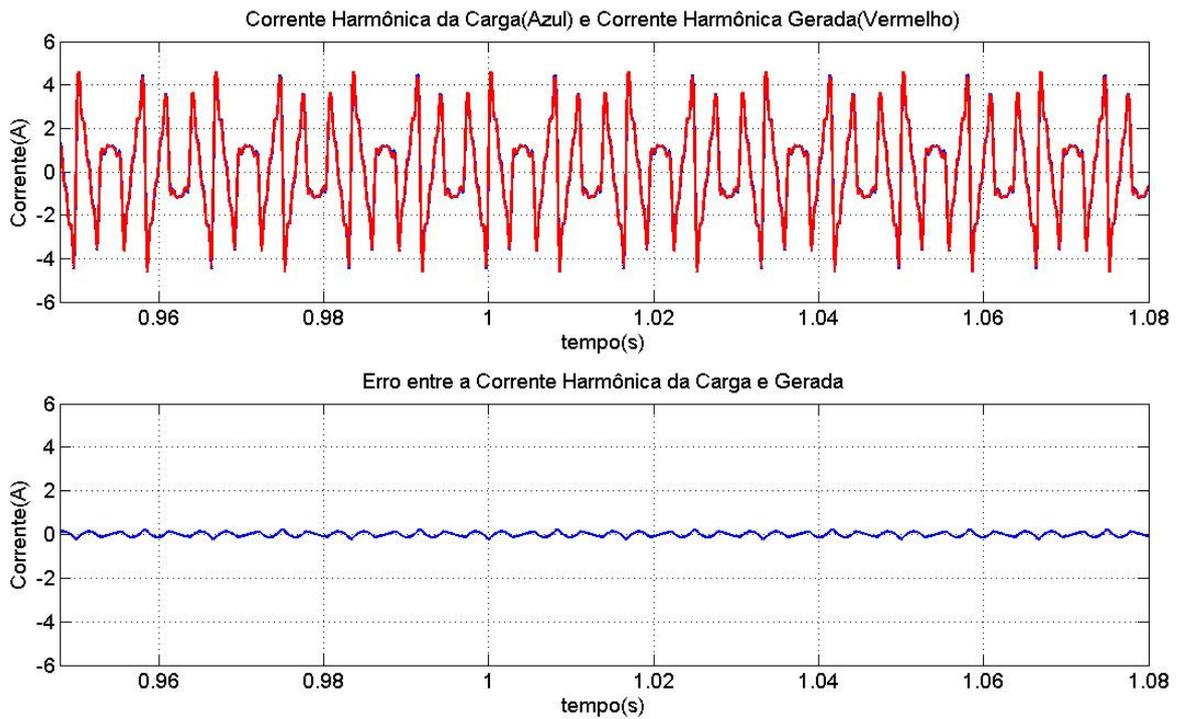


Figura 6.24: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo em regime permanente.

A demonstração da compensação do conteúdo harmônico e os espectros harmônicos da corrente da carga e compensada são mostrados pelas Figuras 6.25 e 6.26, respectivamente.

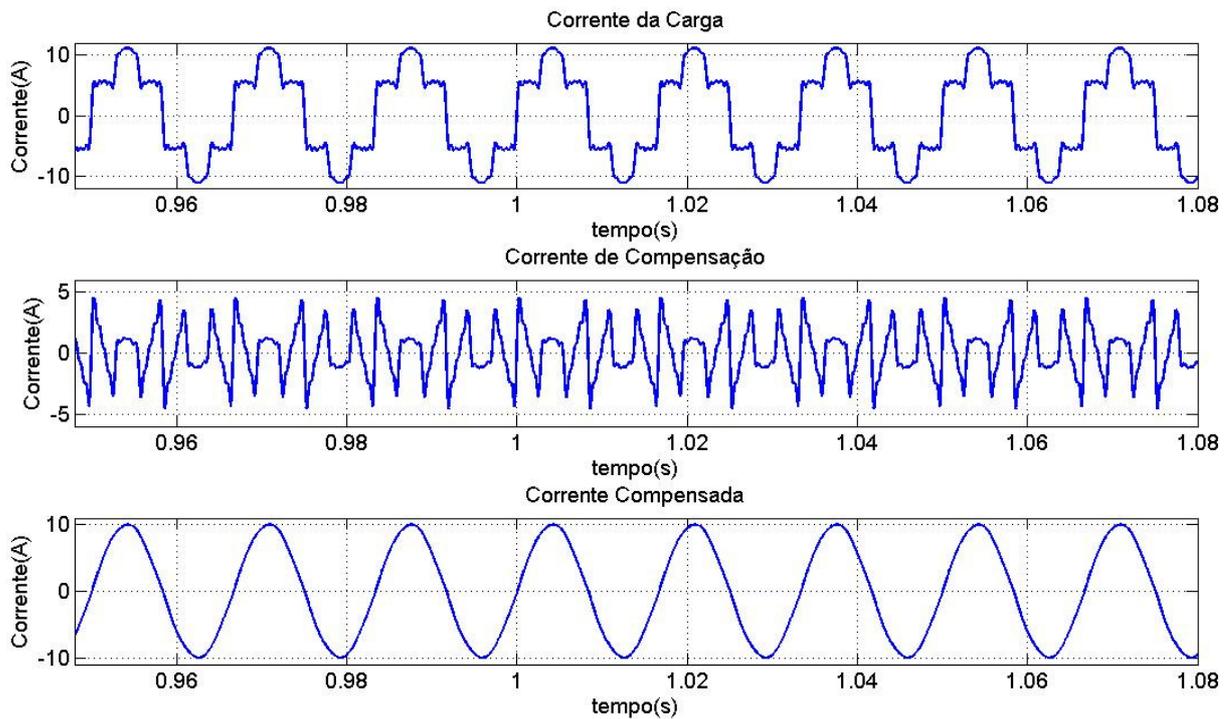


Figura 6.25: Resultado da compensação em regime permanente com Filtro Adaptativo Sintonizado.

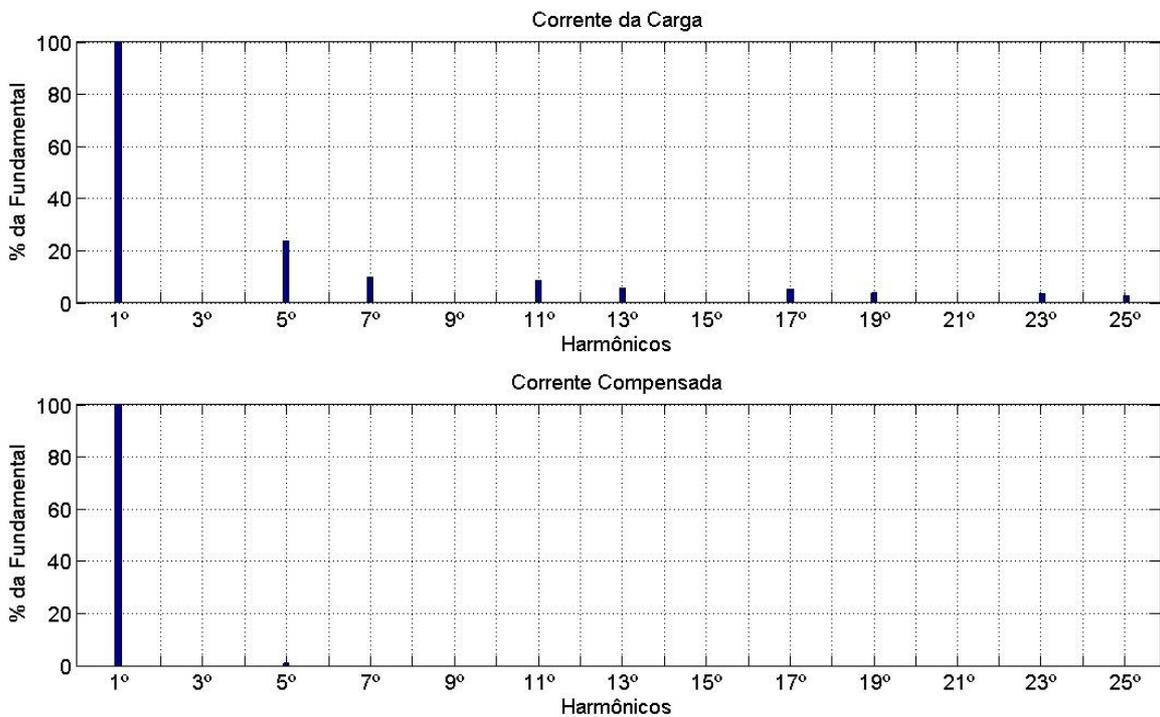


Figura 6.26: Espectro harmônico da corrente da carga e corrente compensada após compensação com Filtro Adaptativo Sintonizado.

A seguir são apresentadas as simulações com alteração do valor da amplitude da corrente da carga. Nestas simulações, foi aplicada a amplitude da corrente da carga um aumento de 100% de seu valor e em seguida um decréscimo de 25%.

A Figura 6.27 mostra a corrente da carga, a corrente fundamental da carga juntamente com o sinal de saída do Filtro Adaptativo *FIR* e o sinal de erro. Como pode ser observado, com a utilização da técnica para alteração do valor do passo de adaptação, o tempo gasto para o ajuste dos coeficientes do filtro após o transitório na amplitude da carga é de 1 ciclo e meio da fundamental.

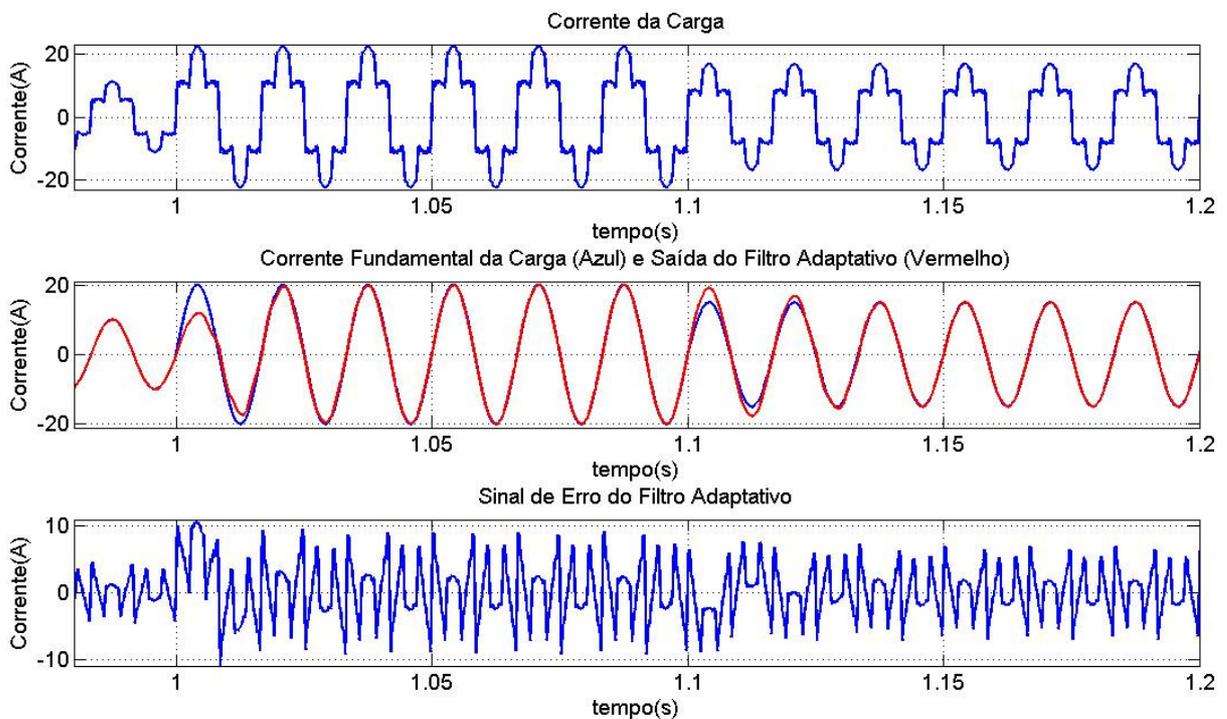


Figura 6.27: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado com transitório.

A Figura 6.28 apresenta comparação entre a corrente com conteúdo harmônico da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo, juntamente com o erro entre estes dois sinais. Já a Figura 6.29 demonstra o resultado da compensação com a corrente harmônica gerada.

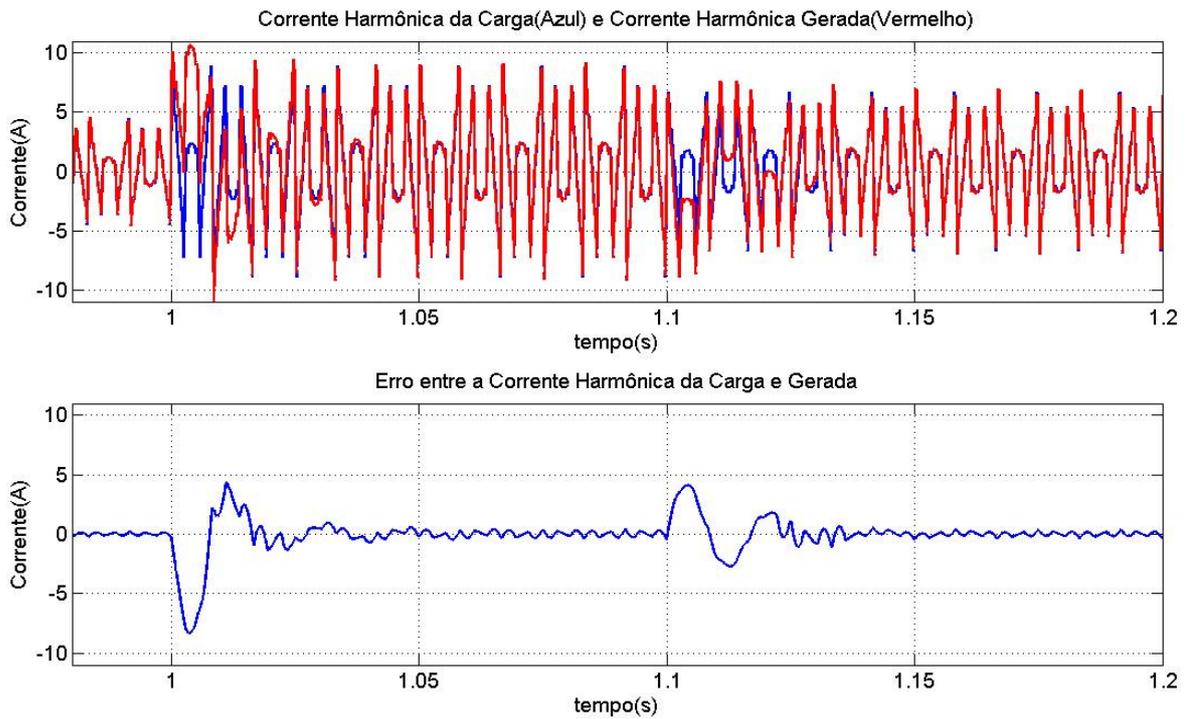


Figura 6.28: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com transitório.

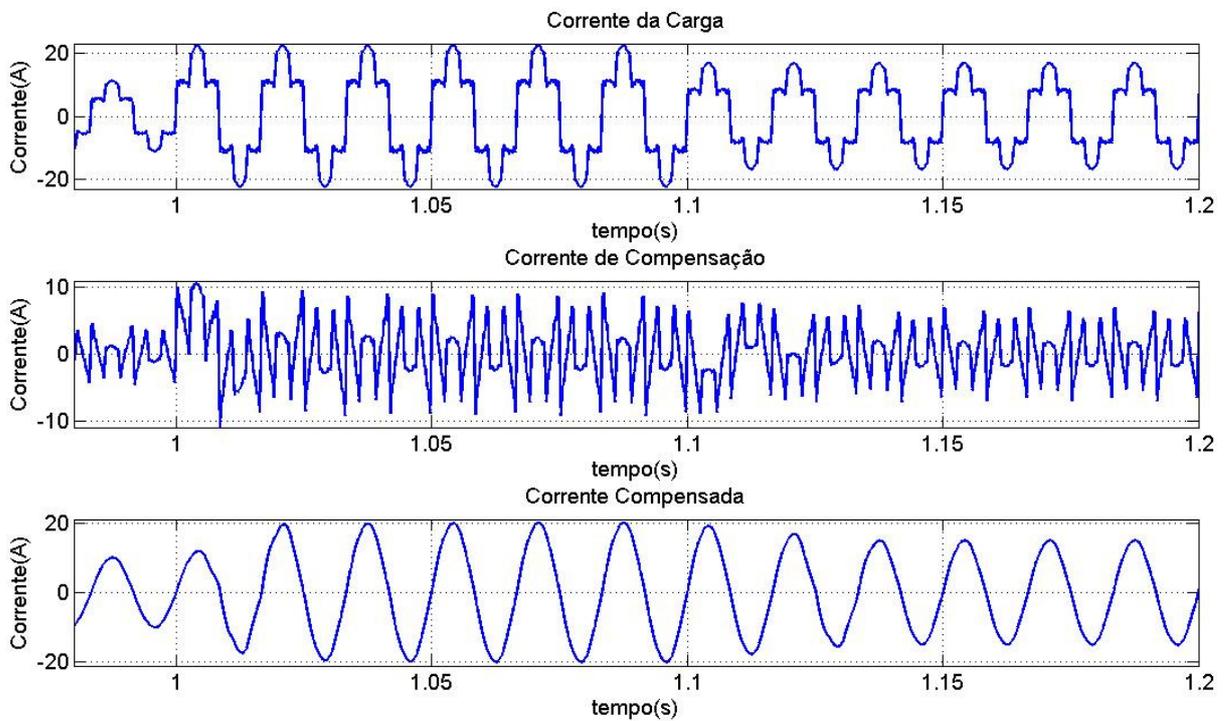


Figura 6.29: Resultado da compensação com transitório utilizando o Filtro Adaptativo Sintonizado.

Para a simulação da ocorrência de três transitórios seguidos, as Figuras 6.30, 6.31, 6.32 e 6.33 foram geradas. Inicialmente no instante 0,992s é aplicado a amplitude da corrente da carga um aumento de 100%, em seguida no instante 1s é aplicado um decréscimo de 75% e no instante 1,008s um novo acréscimo de 300%.

A Figura 6.33 apresenta, em detalhe, o tempo gasto para que o sinal de saída do Filtro Adaptativo $y(n)$ se adapte a estes transitórios na amplitude da corrente da carga. De maneira similar ao Filtro Adaptativo *FIR*, após o último transitório a adaptação ocorre em um intervalo de tempo de 1 ciclo e meio da fundamental.

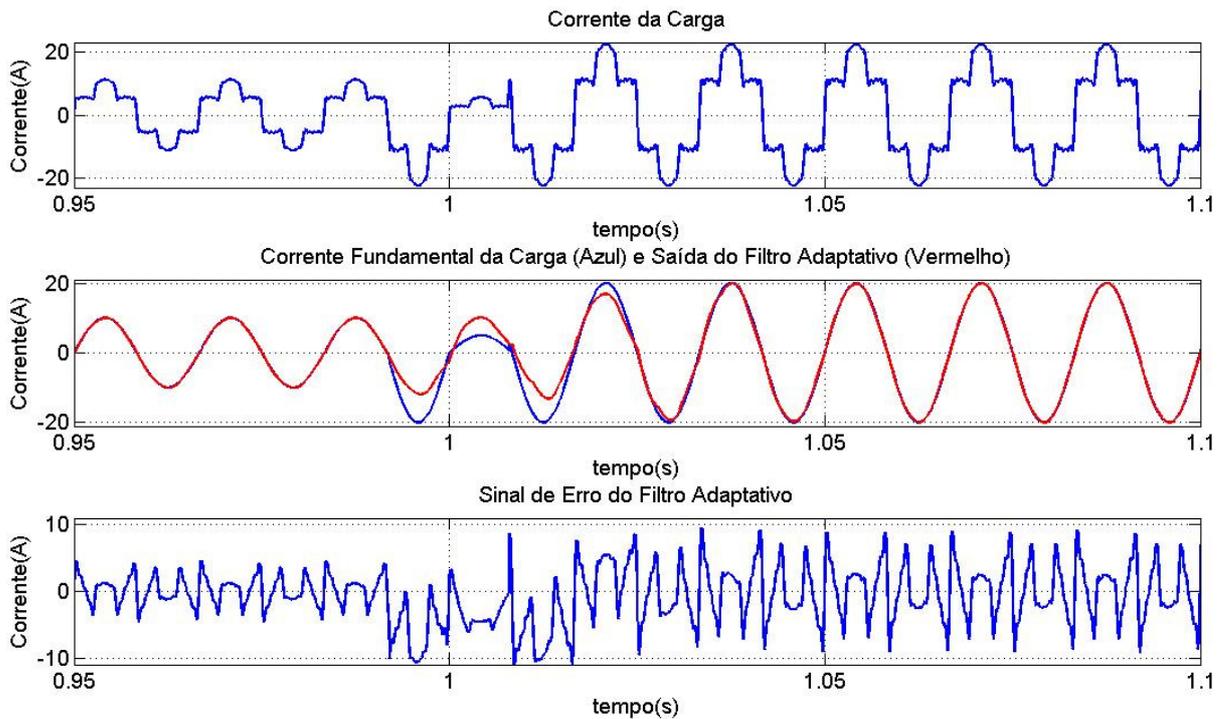


Figura 6.30: Sinal desejado, sinal de saída e sinal de erro do Filtro Adaptativo Sintonizado com três transitórios seguidos.

Resultados de Simulação

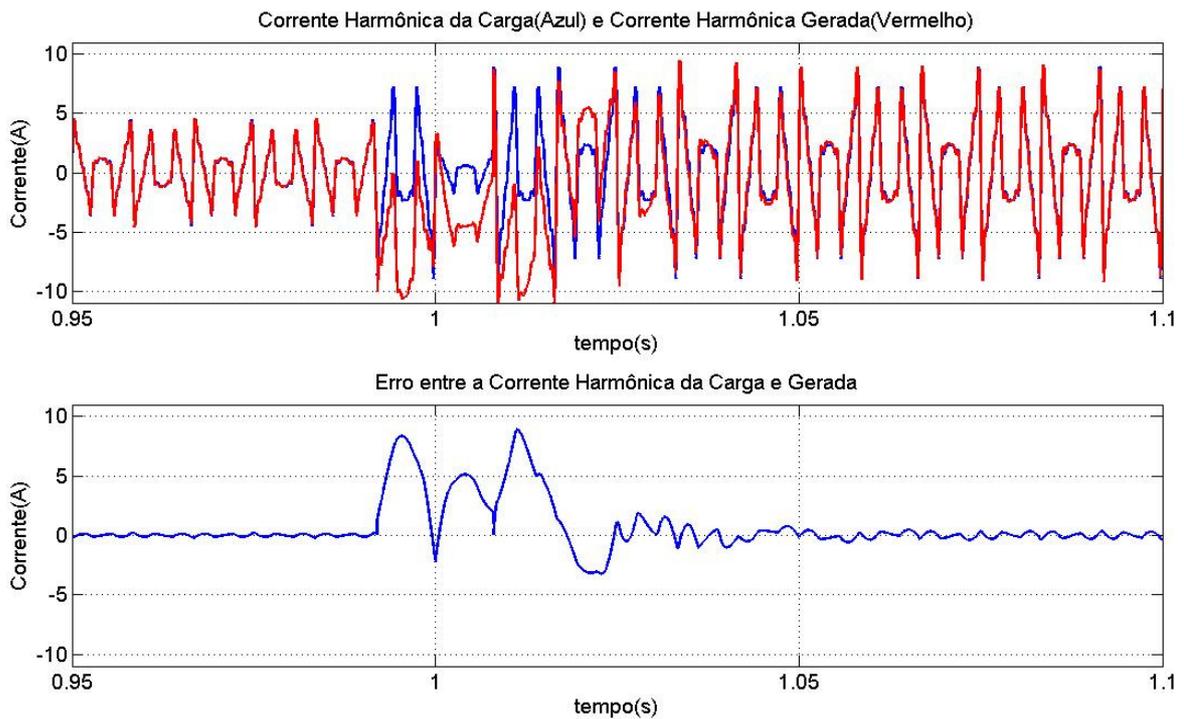


Figura 6.31: Comparação entre o conteúdo harmônico da corrente da carga e a corrente harmônica gerada pelo Filtro Adaptativo com três transitórios seguidos.

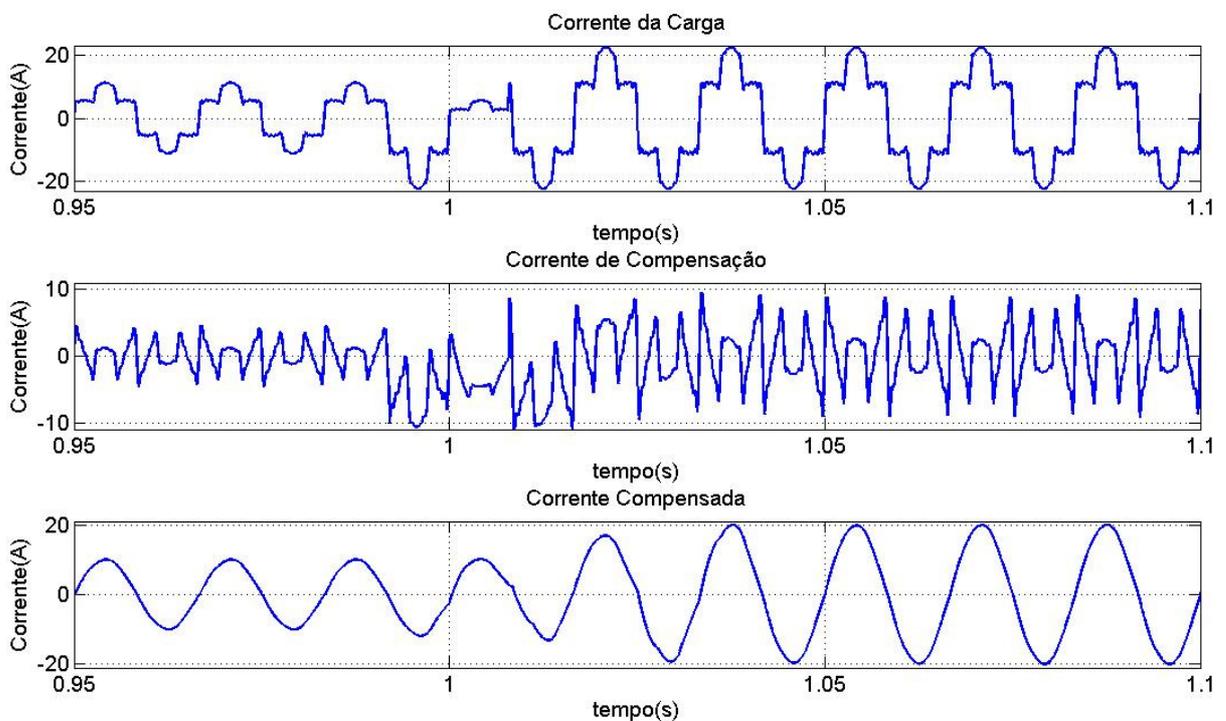


Figura 6.32: Resultado da compensação com três transitórios seguidos utilizando o Filtro Adaptativo Sintonizado.

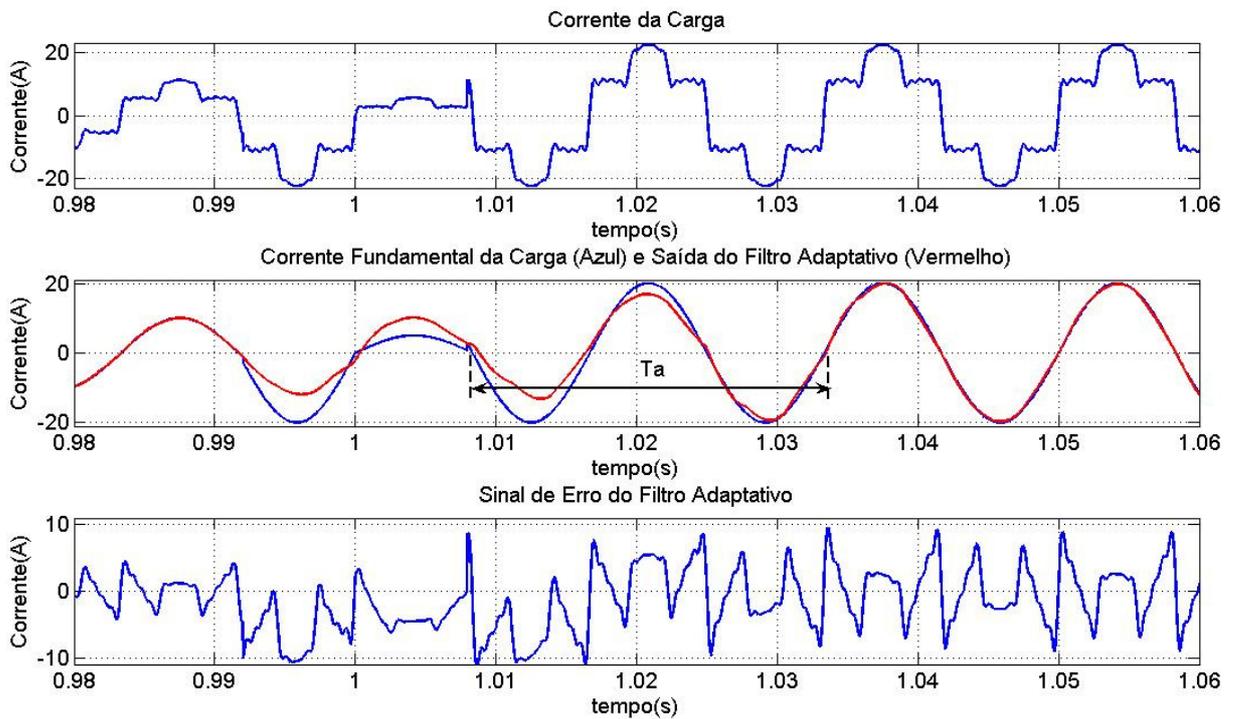


Figura 6.33: Tempo de ajuste da saída do Filtro Adaptativo Sintonizado em detalhe.

As simulações realizadas com o Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho, *FIR* e Sintonizado demonstraram uma correta resposta em regime permanente e uma adaptação dos coeficientes do Filtro Adaptativo em 1 ciclo e meio da fundamental. Portanto, as expectativas iniciais com a utilização do passo de adaptação variável foram confirmadas através destas simulações.

No próximo capítulo, deste trabalho, serão apresentados os resultados experimentais da aplicação da técnica de detecção de harmônicos com os Filtros Adaptativos *FIR* e Sintonizado em um Filtro Ativo Paralelo Trifásico. Em que o conteúdo harmônico extraído pela técnica com Filtros Adaptativos foi utilizado como referência para a corrente de compensação.

7 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados da aplicação da técnica de detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos no controle de um Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP). O sistema de controle implementado no *DSP* TMS320F2812 é ilustrado na Figura 7.1, este sistema é constituído por cinco blocos: Controle Harmônico, *MSRF-PLL*, Controle do *Link DC*, Sinal de Referência do FAP e *PWM*.

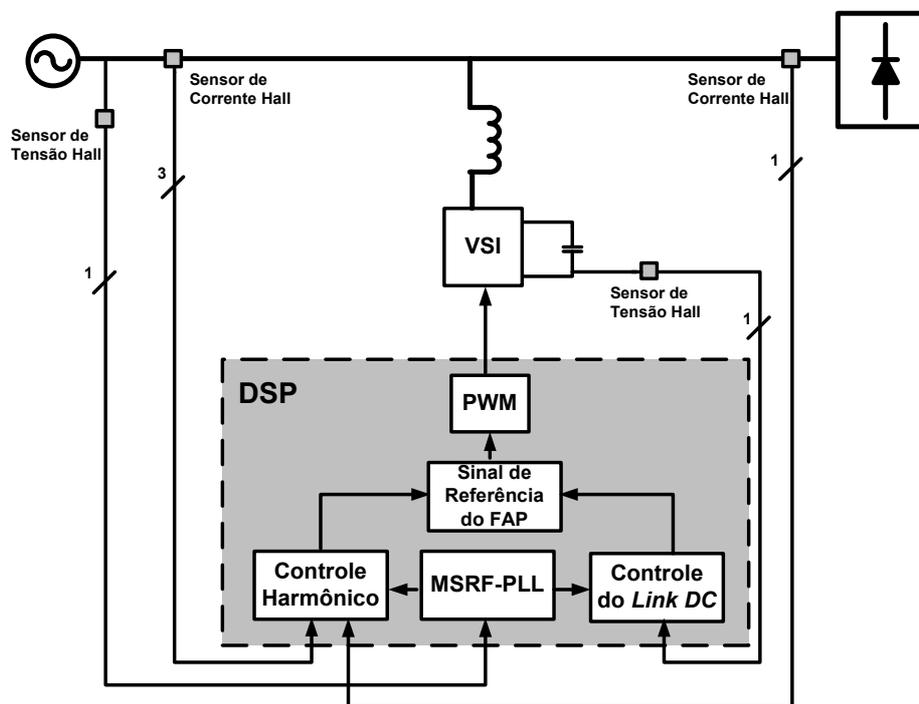


Figura 7.1: Estrutura geral de um Filtro Ativo de Potência Paralelo.

O bloco Controle Harmônico é a parte deste sistema de controle em que é gerada a referência harmônica utilizada como corrente de compensação. Portanto, é nesta parte do sistema em que a técnica de detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos é utilizada.

O bloco *MSRF-PLL* (*Modified Synchronous Reference Frame – Phase Locked Loop*) é responsável por gerar o sincronismo do FAP com a tensão da fonte. Os sinais em fase com a tensão da fonte gerados por este bloco são utilizados tanto no bloco de Controle Harmônico como no de Controle do *Link DC*.

Para manter o valor da tensão contínua, armazenada nos capacitores do inversor de frequência em um valor pré-estabelecido, é necessário realizar um controle sobre a mesma, sendo esta a função do bloco Controle do *Link DC*.

A soma dos sinais, gerados nos blocos Controle Harmônico e Controle do *Link DC*, é realizada no bloco Sinal de Referência do FAP, que por sua vez envia este sinal resultante para o bloco PWM. No bloco PWM são produzidos os pulsos para o controle dos semicondutores no inversor de frequência, gerando assim a corrente harmônica para compensação.

O algoritmo de controle do FAAP foi implementado no Processador Digital de Sinal TMS320F2812 utilizando a linguagem de programação C, sendo o *DSP* configurado para trabalhar com uma frequência de amostragem de 40kHz.

A Figura 7.2 apresenta uma fotografia do FAPP utilizado nos experimentos. O Filtro Ativo Paralelo ou *Shunt* é composto por 3 inversores fonte de tensão (do inglês *Voltage Source Inverter – VSI*) de 35kVA, trabalhando em uma frequência de chaveamento de 40kHz. A tensão do *link DC* foi ajustada em 400V. Foi usado um indutor de 5mH para conectar o FAPP no sistema de potência, sendo a tensão do sistema de 220V.

A carga não-linear utilizada foi um retificador de 6 pulsos, tipo *CSI* (do inglês, *Current Source Inverter*), de 100kVA. A Figura 7.3 ilustra a fotografia da carga trifásica não-linear.

Os sensores *Hall* de tensão e corrente e a parte frontal do Filtro Ativo *Shunt* com as placas de condicionamento de sinal, inversor *VSI* e *DSP* TMS320F2812 estão presentes nas fotografias das Figuras 7.4 e 7.5.



Figura 7.2: Foto frontal do FAPP utilizado nos testes experimentais.



Figura 7.3: Carga não-linear utilizada no experimento.

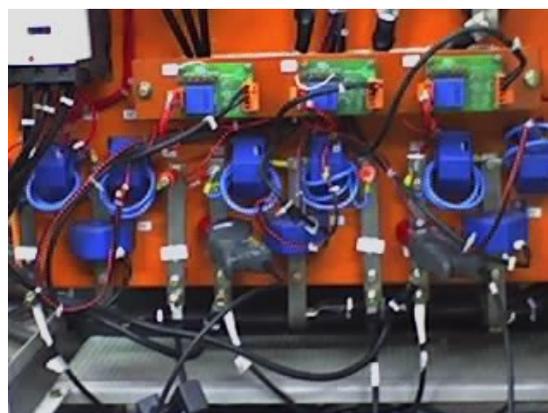


Figura 7.4: Sensores *Hall* de tensão e corrente utilizados no FAPP.

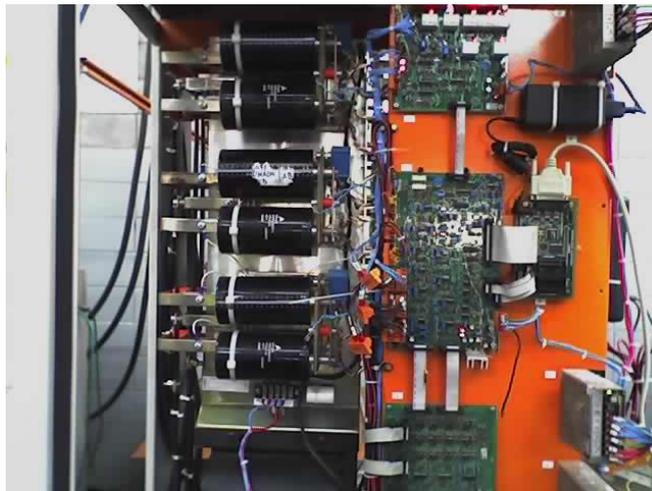


Figura 7.5: Placas de condicionamento de sinal, inversor VSI e placa com o DSP TMS320F2812.

Nas próximas páginas, deste capítulo, serão apresentados os resultados da aplicação da técnica de detecção de harmônicos, com Filtros Adaptativos, no algoritmo de controle do FAPP descrito acima.

A medida utilizada para avaliar o conteúdo harmônico em um sinal de corrente é a Distorção Harmônica Total da Corrente, $THDi$, medida esta relativa ao valor da corrente fundamental do sistema, e expressa por:

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_f} \cdot 100\% \quad (7.1)$$

Ao ocorrer a compensação do conteúdo harmônico, conseqüentemente, o valor desta medida diminui. Sendo assim, a $THDi$ da corrente da fonte é utilizado como parâmetro na avaliação do desempenho do Filtro Ativo de Potência.

Os testes foram realizados para três valores diferentes de amplitude da corrente da carga, com os seguintes valores RMS : 6,5A, 12,8A e 19,2A.

Inicialmente serão apresentados os resultados obtidos com um Filtro Adaptativo FIR e posteriormente os resultados com um Filtro Adaptativo Sintonizado. Para este último, a técnica do passo de adaptação variável foi utilizada em um transitório da amplitude da corrente da carga de 6,5A para 12,8A, ou seja, uma variação de aproximadamente 100%.

7.1 Filtro Adaptativo *FIR*

Para os testes com o Filtro Adaptativo *FIR* foram utilizados um filtro com 24 coeficientes e um passo de adaptação fixo de 0,0002. A seguir, são apresentados os resultados obtidos com a utilização do Filtro Adaptativo *FIR* na extração do conteúdo para geração da corrente de compensação do Filtro Ativo de Potência Paralelo.

➤ Corrente da Carga de 6,5A

A corrente da carga para as três fases é apresentada na Figura 7.6. A corrente da carga (I_{LA}), a corrente de compensação (I_{CA}) e a corrente da fonte (I_{SA}), na fase A, são mostradas na Figura 7.7. Já na Figura 7.8 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases, com compensação harmônica.

O espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP, é ilustrado pela Figura 7.9. O espectro mostra a amplitude de cada componente harmônico em relação a amplitude da fundamental e também a *THDi*. Evidenciando assim, o correto decréscimo do conteúdo harmônico da corrente da fonte. Os valores numéricos deste decréscimo podem ser encontrados na Tabela 7.1.

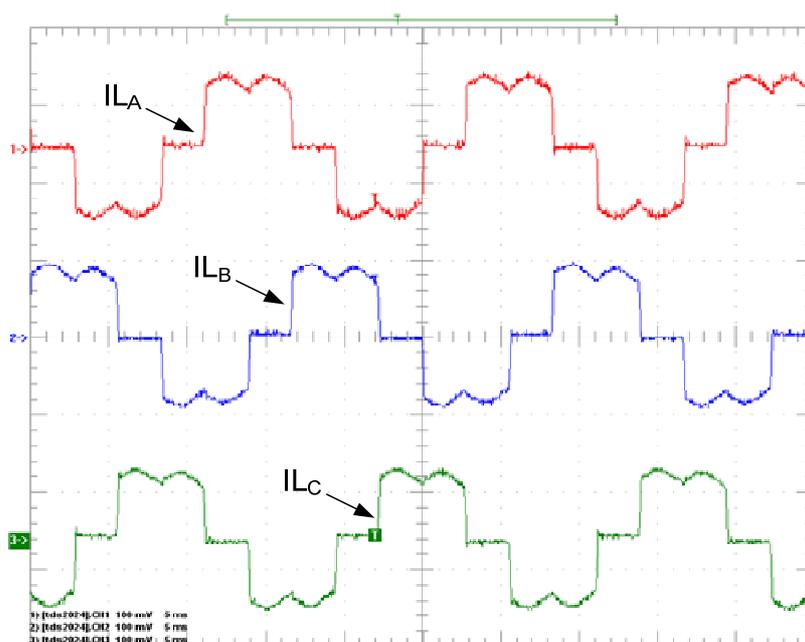


Figura 7.6: Corrente da carga de 6,5A *RMS* para fases as A, B e C.

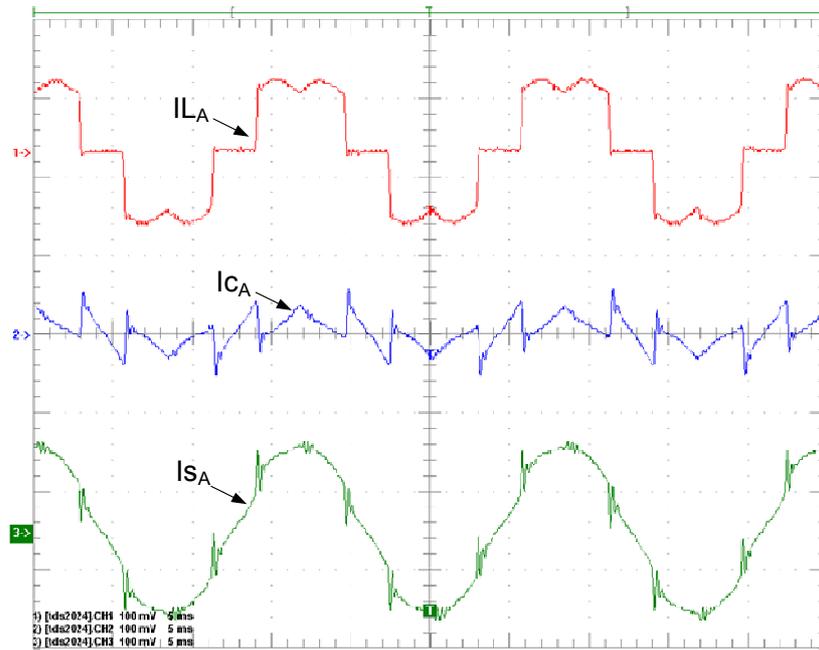


Figura 7.7: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 6,5A RMS.

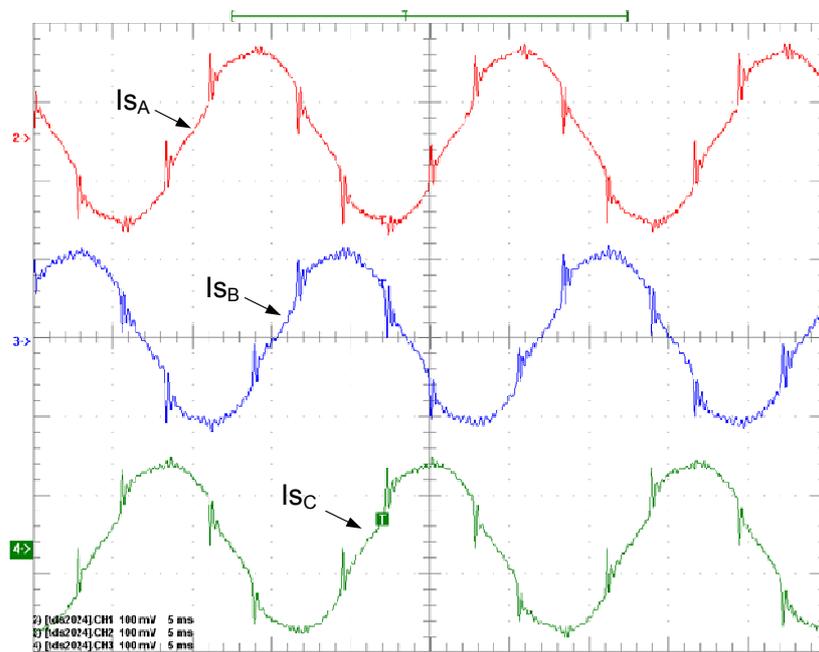


Figura 7.8: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 6,5A RMS.

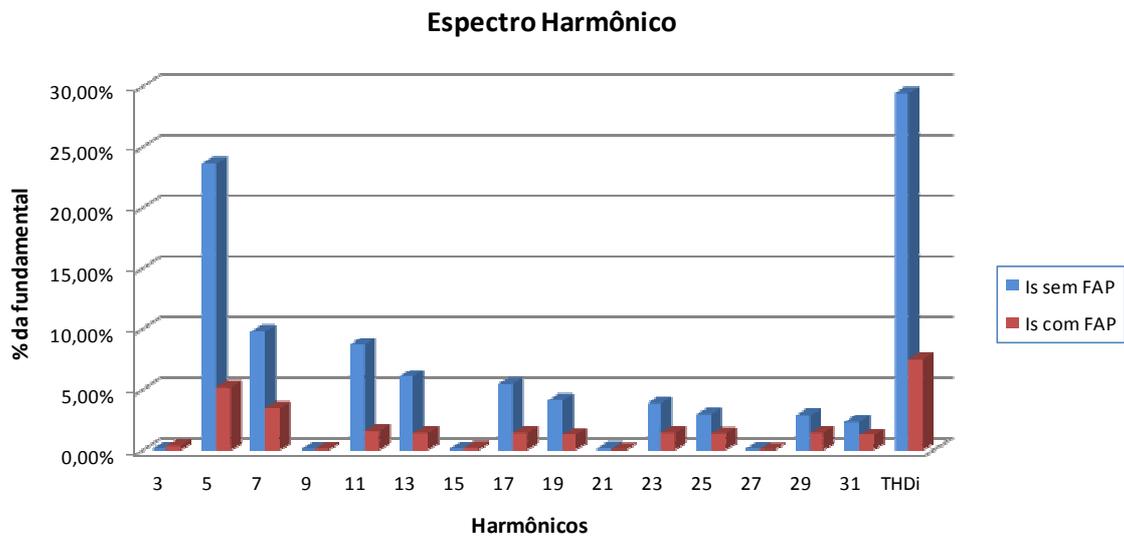


Figura 7.9: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 6,5A RMS.

Pelos valores contidos na Tabela 7.1 observa-se que a amplitude do 5° harmônico decresceu de 23,66% para 5,16%, uma queda de 78,19%. A amplitude do 7° harmônico decresceu 9,75% para 3,48%, uma queda de 64,31%. A amplitude do 11° harmônico decresceu 80,96%, a do 13° harmônico decresceu 75,49%, a do 17° harmônico decresceu 72,64%, a do 19° harmônico decresceu 67,63%, a do 23° harmônico decresceu 61,86%, a do 25° harmônico decresceu 51,84%, a do 29° harmônico decresceu 48,45% e a do 31° harmônico decresceu 46,44%.

O $THDi$ foi alterado de 29,42% para 7,53%, um decréscimo de 74,41% apresentado na Tabela 7.4.

Tabela 7.1: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 6,5A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,00798	0,12%	0,02475	0,32%
5° Harmônico	1,56100	23,66%	0,39587	5,16%
7° Harmônico	0,64355	9,75%	0,26720	3,48%
9° Harmônico	0,00510	0,08%	0,00941	0,12%
11° Harmônico	0,57562	8,72%	0,12759	1,66%
13° Harmônico	0,40139	6,08%	0,11451	1,49%
15° Harmônico	0,00638	0,10%	0,01303	0,17%
17° Harmônico	0,35702	5,41%	0,11366	1,48%
19° Harmônico	0,27314	4,14%	0,10269	1,34%
21° Harmônico	0,00924	0,14%	0,00422	0,05%
23° Harmônico	0,25607	3,88%	0,11352	1,48%
25° Harmônico	0,19709	2,99%	0,11063	1,44%
27° Harmônico	0,00642	0,10%	0,00457	0,06%
29° Harmônico	0,19219	2,91%	0,11481	1,50%
31° Harmônico	0,15803	2,39%	0,09842	1,28%

➤ Corrente da Carga de 12,8A

A corrente da carga para as três fases é apresentada na Figura 7.10. A corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente da fonte, já compensada pelo FAPP, são mostradas na Figura 7.11. Já na Figura 7.12 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases com a compensação harmônica.

O espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP, é ilustrado pela Figura 7.13. O espectro mostra a amplitude de cada componente harmônico em relação a amplitude da fundamental e também a $THDi$. Ocorrendo também, o correto decréscimo do conteúdo harmônico da corrente da fonte. Os valores numéricos deste decréscimo podem ser encontrados na Tabela 7.2.

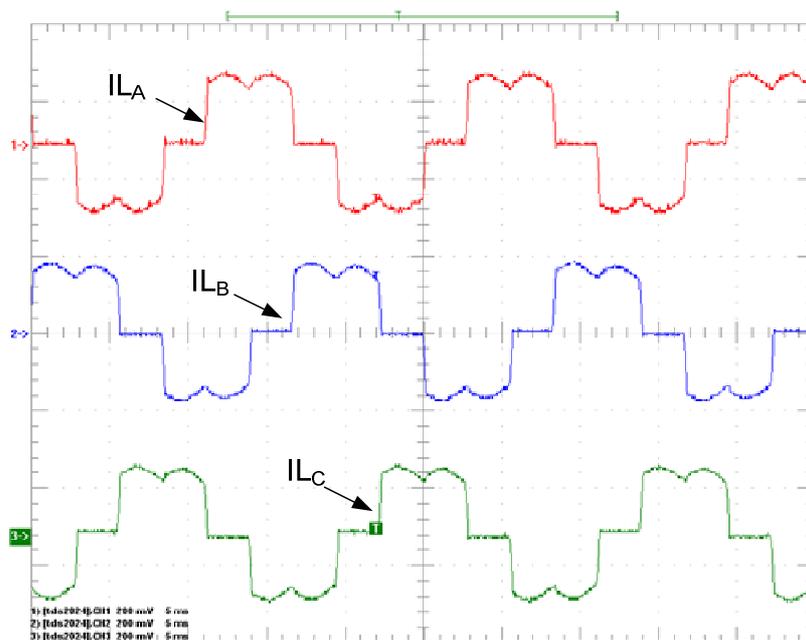


Figura 7.10: Corrente da carga de 12,8A *RMS* para fases as A, B e C.

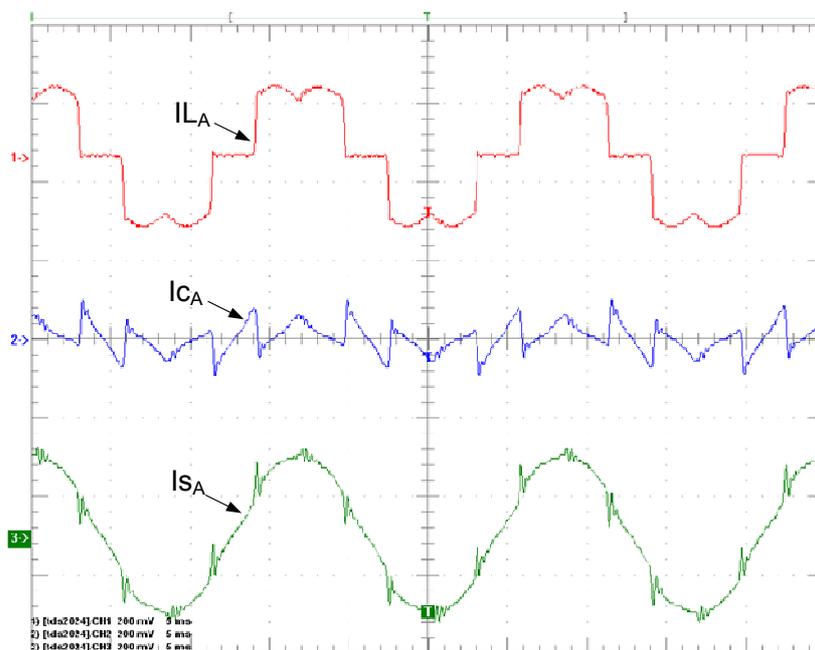


Figura 7.11: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 12,8A *RMS*.

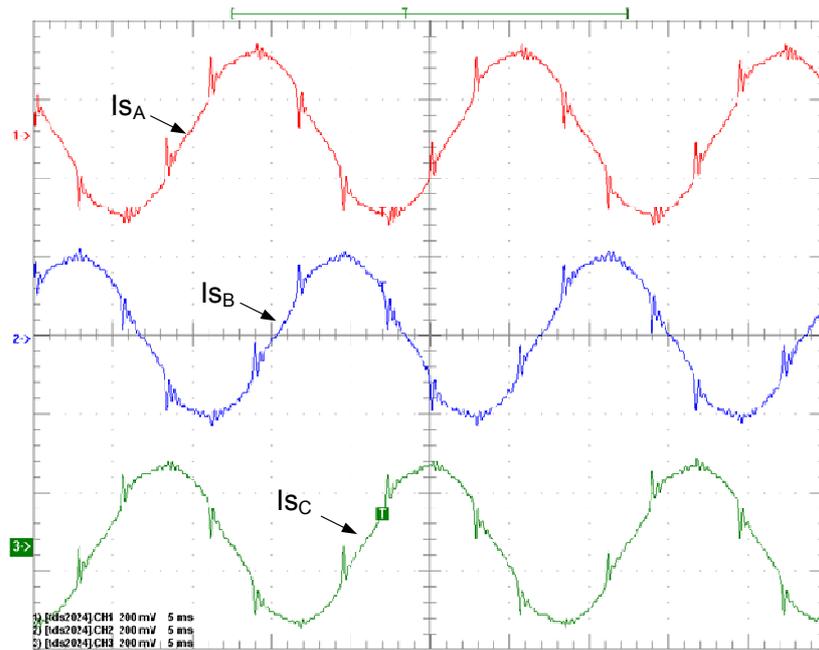


Figura 7.12: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 12,8A RMS.

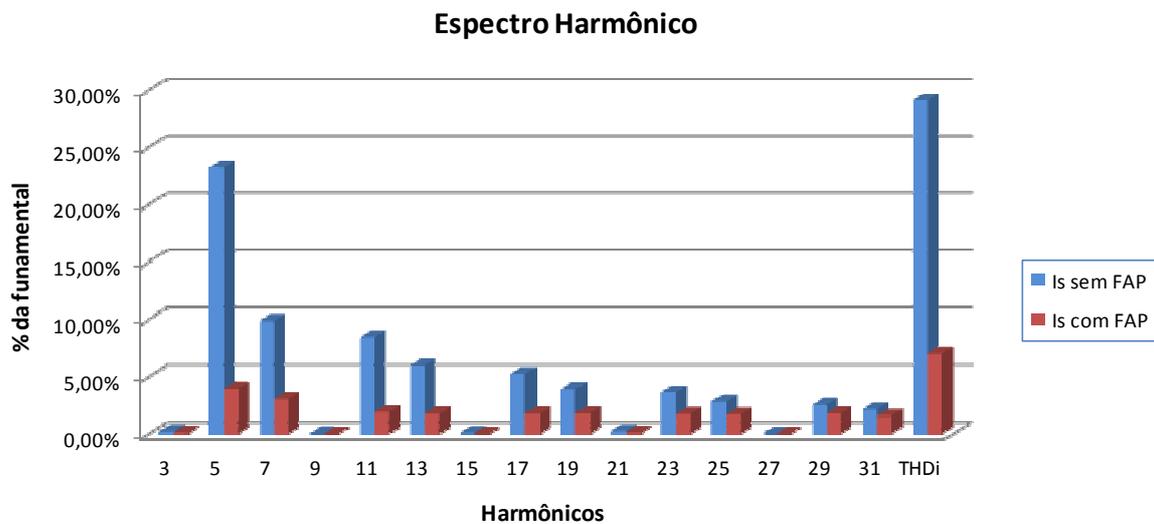


Figura 7.13: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 12,8A RMS.

Os valores na Tabela 7.2 demonstram que a amplitude do 5º harmônico decresceu de 23,35% para 3,94%, uma queda de 83,13%. A amplitude do 7º harmônico decresceu 69,73%, a do 11º harmônico decresceu 77,87%, a do 13º harmônico decresceu 70,70%, a do 17º harmônico decresceu 66,92%, a do 19º harmônico decresceu 54,38%, a do 23º harmônico decresceu 53,03%, a do 25º harmônico decresceu 40,50%, a do 29º harmônico decresceu 30,16% e a do 31º harmônico decresceu 26,89%.

O $THDi$ foi alterado de 29,11% para 6,98%, um decréscimo de 76,02% apresentado na Tabela 7.4.

Tabela 7.2: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 12,8A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,02966	0,23%	0,01814	0,13%
5° Harmônico	3,03250	23,35%	0,56783	3,94%
7° Harmônico	1,28690	9,91%	0,43265	3,00%
9° Harmônico	0,00665	0,05%	0,00662	0,05%
11° Harmônico	1,09780	8,45%	0,26909	1,87%
13° Harmônico	0,77107	5,94%	0,25084	1,74%
15° Harmônico	0,01229	0,09%	0,00642	0,04%
17° Harmônico	0,68343	5,26%	0,25139	1,74%
19° Harmônico	0,50380	3,88%	0,25455	1,77%
21° Harmônico	0,03190	0,25%	0,02072	0,14%
23° Harmônico	0,47021	3,62%	0,24521	1,70%
25° Harmônico	0,36272	2,79%	0,23988	1,66%
27° Harmônico	0,00288	0,02%	0,00353	0,02%
29° Harmônico	0,32715	2,52%	0,25312	1,76%
31° Harmônico	0,27579	2,12%	0,22409	1,55%

➤ Corrente da Carga de 19,2 A

A Figura 7.14 apresenta corrente da carga para as fases A, B e C. A corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente da fonte são mostradas na Figura 7.15. Já na Figura 7.16 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases.

A Figura 7.17 ilustra o espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP. Mostrando, o correto decréscimo do conteúdo harmônico da corrente da fonte. Os valores numéricos deste decréscimo podem ser encontrados na Tabela 7.3.

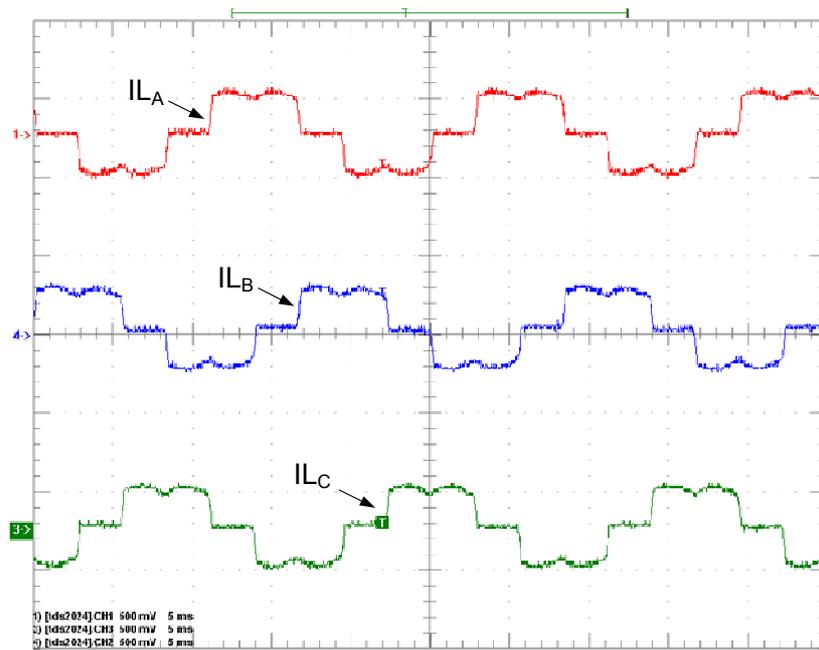


Figura 7.14: Corrente da carga de 19,2A *RMS* para fases as A, B e C.

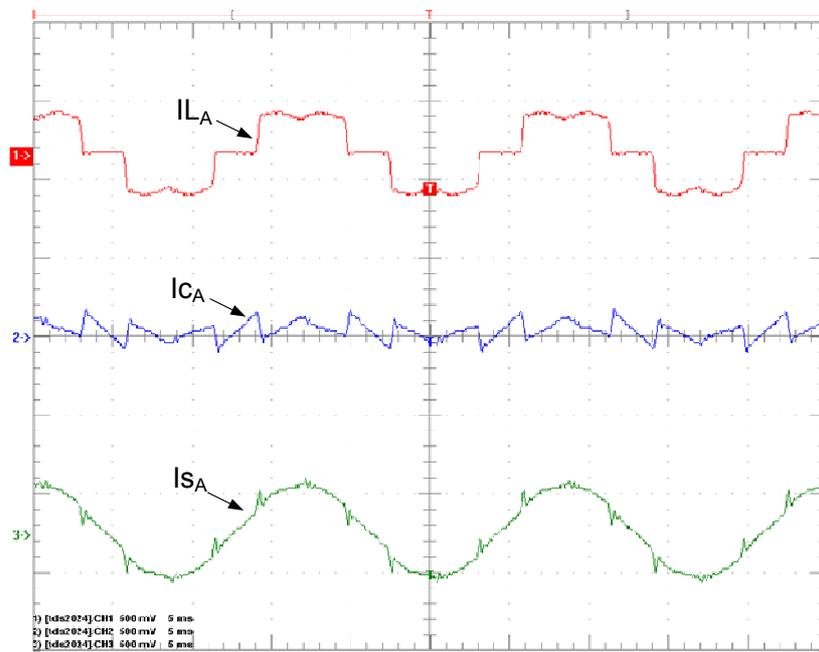


Figura 7.15: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 19,2A *RMS*.

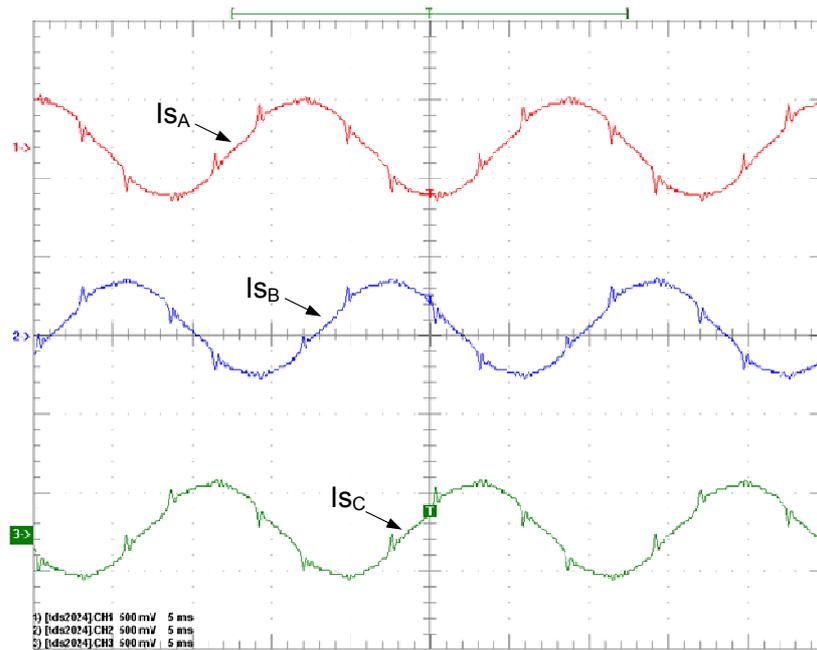


Figura 7.16: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 19,2A RMS.

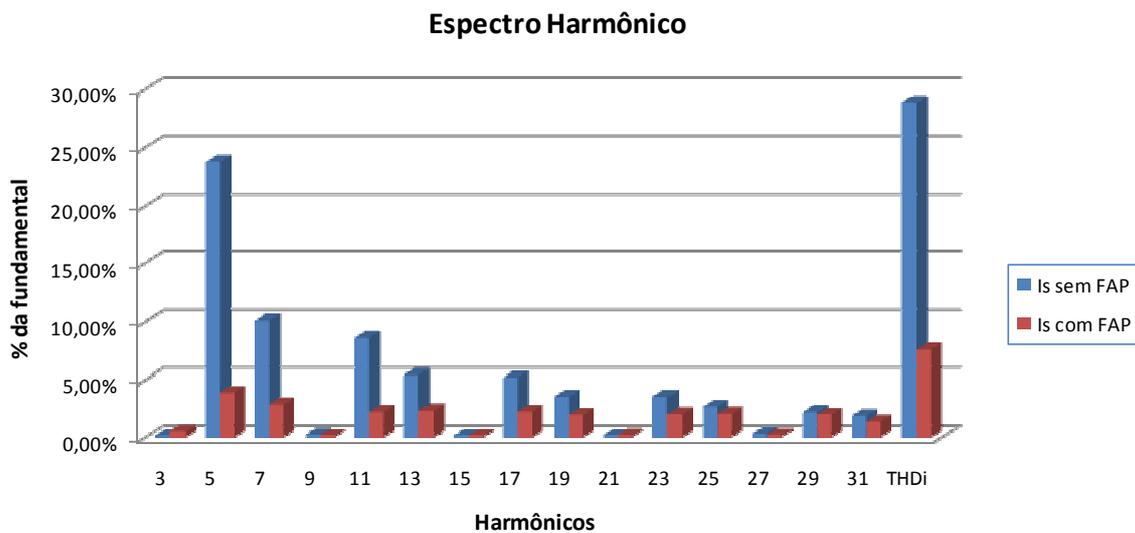


Figura 7.17: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 19,2A RMS.

Os valores na Tabela 7.3 mostram que a amplitude do 5º harmônico decresceu de 23,73% para 3,89%, uma queda de 83,61%. A amplitude do 7º harmônico decresceu 71,75%, a do 11º harmônico decresceu 74,27%, a do 13º harmônico decresceu 57,14%, a do 17º harmônico decresceu 57,39%, a do 19º harmônico decresceu 45,04%, a do 23º harmônico decresceu 43,06%, a do 25º harmônico decresceu 23,31%, a do 29º harmônico decresceu 10,41% e a do 31º harmônico decresceu 28,72%.

O $THDi$ foi alterado de 28,90% para 7,56%, um decréscimo de 73,84% apresentado na Tabela 7.4.

Tabela 7.3: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 19,2A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,02601	0,14%	0,10870	0,52%
5° Harmônico	4,53210	23,73%	0,81630	3,89%
7° Harmônico	1,92760	10,09%	0,59958	2,85%
9° Harmônico	0,04132	0,22%	0,03597	0,17%
11° Harmônico	1,64100	8,59%	0,46442	2,21%
13° Harmônico	1,02860	5,39%	0,48588	2,31%
15° Harmônico	0,03070	0,16%	0,03252	0,15%
17° Harmônico	0,99549	5,21%	0,46735	2,22%
19° Harmônico	0,67343	3,53%	0,40755	1,94%
21° Harmônico	0,03000	0,16%	0,03904	0,19%
23° Harmônico	0,67426	3,53%	0,42126	2,01%
25° Harmônico	0,50876	2,66%	0,42769	2,04%
27° Harmônico	0,06112	0,32%	0,03959	0,19%
29° Harmônico	0,42160	2,21%	0,41540	1,98%
31° Harmônico	0,35883	1,88%	0,28223	1,34%

Na Figura 7.18 é demonstrado, de uma forma geral, o resultado da compensação para os três valores de corrente da carga. Estes valores estão contidos na Tabela 7.4.

A Distorção Harmônica Total da Corrente da fonte, $THDi$, sofreu um decréscimo de 74,41% para I_L de 6,5A, de 76,02% para I_L de 12,8A e de 73,84% para I_L de 19,2A . A queda nos valores de $THDi$, após a inserção do Filtro Ativo de Potência Paralelo, é uma evidência do correto desempenho do mesmo. Demonstrando assim, a exatidão da referência harmônica produzida pelo método de detecção de harmônicos utilizando um Filtro Adaptativo *FIR*.

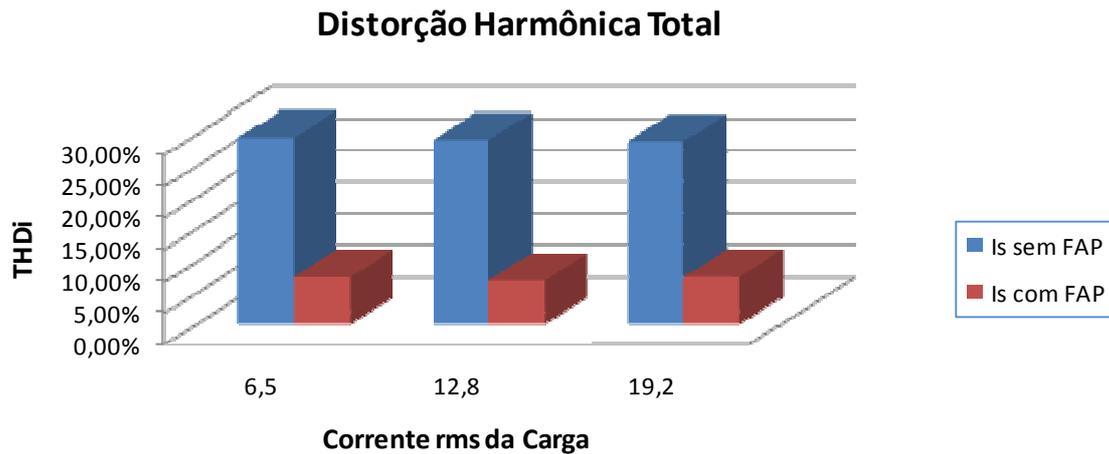


Figura 7.18: Distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L .

Tabela 7.4: Valores da Distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L .

Valor da Corrente da Fonte	THD _i	
	I_s sem FAP	I_s com FAP
6,5A	29,42%	7,53%
12,8A	29,11%	6,98%
19,2A	28,90%	7,56%

7.2 Filtro Adaptativo Sintonizado (*Adaptive Notch Filter*)

Os resultados da implementação da extração de harmônicos utilizando o Filtro Adaptativo Sintonizado serão abordados nesta seção. Como mencionado no Capítulo 3, para o Filtro Adaptativo Sintonizado são necessárias duas entradas ortogonais e apenas dois coeficientes. Desta maneira, foi necessário gerar três sinais senoidais unitários em fase com as tensões A, B e C e também três sinais com deslocamento de fase de 90° em relação a cada tensão de fase.

Esta tarefa pode ser realizada de uma maneira simples com o uso da estrutura para travamento de fase ou *PLL* e da transformada inversa de *Clark*, descrita no Capítulo 2. A técnica *MSRF-PLL* aplicada no sistema de controle do FAPP gera um sinal senoidal unitário em fase com a tensão da fase A, V_{SA} , e outro sinal unitário com deslocamento de fase de 90° em relação à V_{SA} . Utilizando estes dois sinais como entrada para transformada inversa de *Clark* obtém-se os três sinais senoidais unitários em fase com a tensão da fonte de cada fase e também seus respectivos sinais ortogonais.

O método do passo de adaptação variável também foi utilizado, com os seguintes valores para μ : $\mu_{max} = 0,01$, $\mu_{med} = 0,02$ e $\mu_{min} = 0,0025$. E no método detecção da amplitude da corrente fundamental da carga, baseado no princípio de *Coulon*, foi utilizado um filtro Elíptico de segunda ordem com frequência de corte de 30Hz.

A seguir serão apresentados os resultados dos testes para os três valores de corrente da carga e um caso de transitório na amplitude da corrente da carga.

➤ Corrente da Carga de 6,5A

A corrente da carga para as três fases é apresentada na Figura 7.19. A corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente da fonte, na fase A, são mostradas na Figura 7.20. Já na Figura 7.21 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases com a compensação harmônica.

O espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP, é ilustrado pela Figura 7.22. O espectro mostra a amplitude de cada componente harmônico em relação a amplitude da fundamental e também a *THDi*. Demonstrando o correto decréscimo do conteúdo harmônico da corrente da fonte. Os valores numéricos deste decréscimo podem ser encontrados na Tabela 7.5.

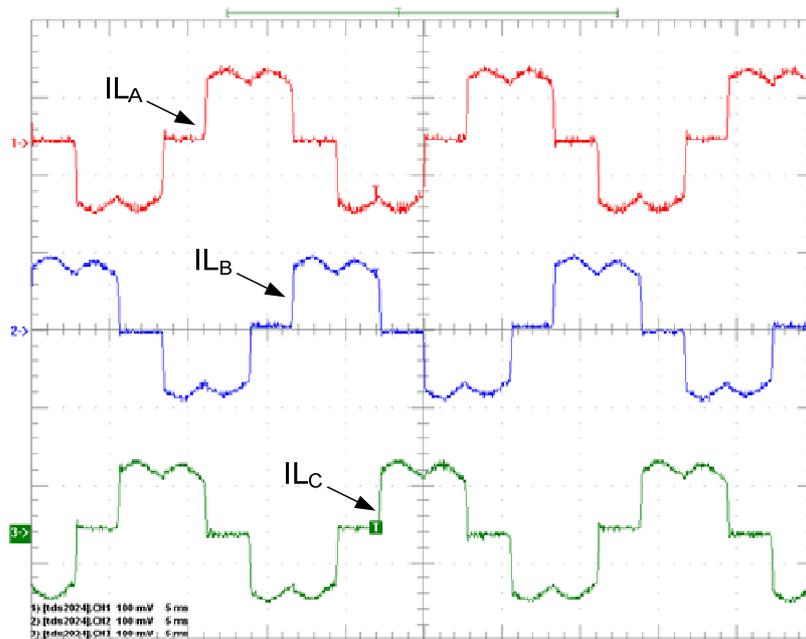


Figura 7.19: Corrente da carga de 6,5A RMS para fases as A, B e C.

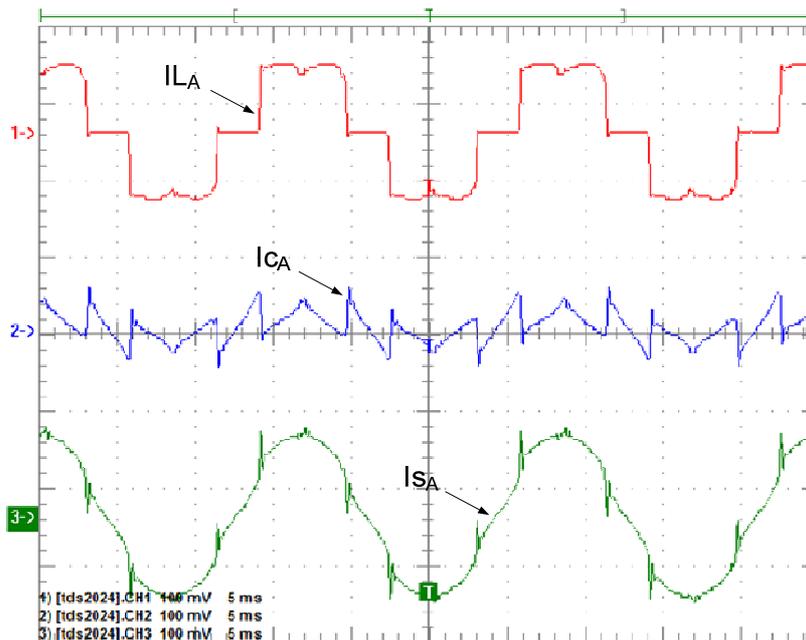


Figura 7.20: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 6,5A RMS.

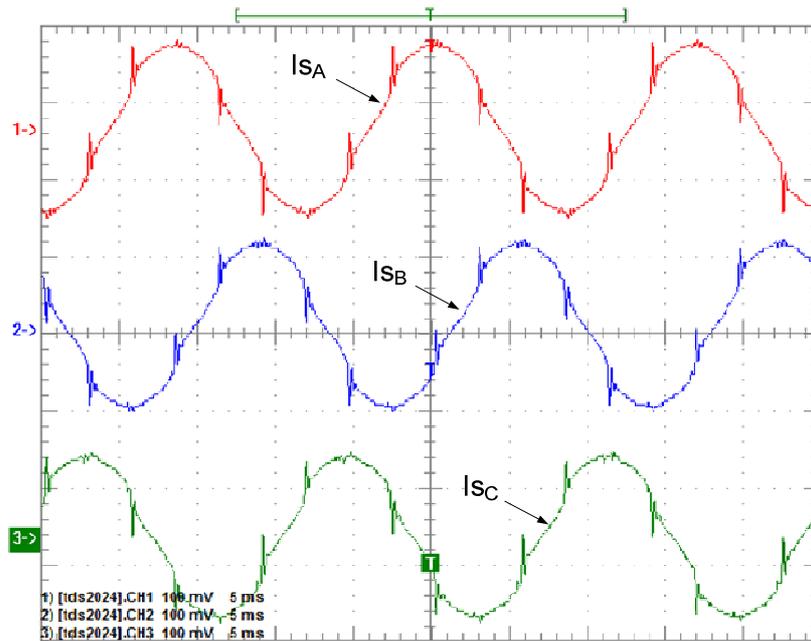


Figura 7.21: Corrente da fonte nas fases A, B e C, para I_L com 6,5A RMS.

Espectro Harmônico

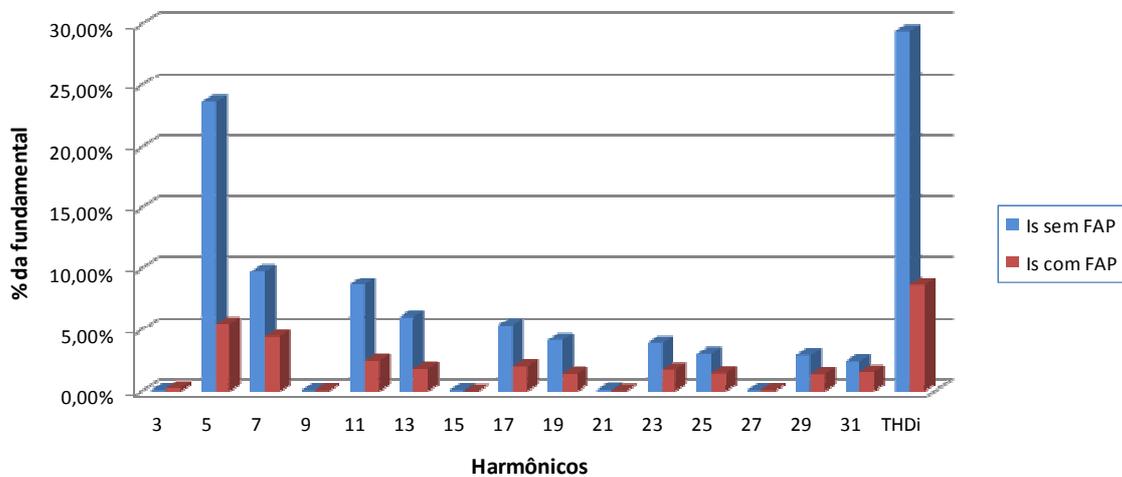


Figura 7.22: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 6,5A RMS.

Os valores na Tabela 7.5 mostram que a amplitude do 5º harmônico decresceu de 23,66% para 5,53%, uma queda de 73,63%. A amplitude do 7º harmônico decresceu 54,77%, a do 11º harmônico decresceu 78,79%, a do 13º harmônico decresceu 70,23%, a do 17º harmônico decresceu 63,03%, a do 19º harmônico decresceu 65,22%, a do 23º harmônico decresceu 55,41%, a do 25º harmônico decresceu 51,51%, a do 29º harmônico decresceu 52,58% e a do 31º harmônico decresceu 34,73%.

O $THDi$ foi alterado de 29,42% para 8,71%, um decréscimo de 70,39% apresentado na Tabela 7.8.

Tabela 7.5: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 6,5A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,00798	0,12%	0,02092	0,27%
5° Harmônico	1,56100	23,66%	0,42389	5,53%
7° Harmônico	0,64355	9,75%	0,33826	4,41%
9° Harmônico	0,00510	0,08%	0,00619	0,08%
11° Harmônico	0,57562	8,72%	0,18906	2,46%
13° Harmônico	0,40139	6,08%	0,13857	1,81%
15° Harmônico	0,00638	0,10%	0,00099	0,01%
17° Harmônico	0,35702	5,41%	0,15324	2,00%
19° Harmônico	0,27314	4,14%	0,11008	1,44%
21° Harmônico	0,00924	0,14%	0,00327	0,04%
23° Harmônico	0,25607	3,88%	0,13249	1,73%
25° Harmônico	0,19709	2,99%	0,11152	1,45%
27° Harmônico	0,00642	0,10%	0,00794	0,10%
29° Harmônico	0,19219	2,91%	0,10557	1,38%
31° Harmônico	0,15803	2,39%	0,11949	1,56%

➤ Corrente da Carga de 12,8A

A corrente da carga para as fases A, B e C está presente na Figura 7.23. A corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente da fonte são mostradas na Figura 7.24. Já na Figura 7.25 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases compensadas.

A Figura 7.26 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP. Os valores numéricos mostrando o decréscimo na amplitude de cada componente harmônico estão contidos na Tabela 7.6.

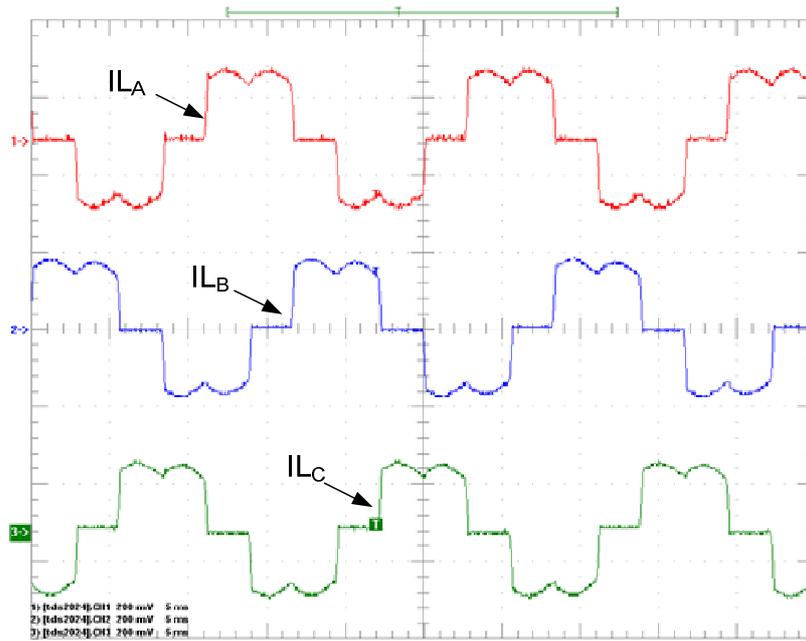


Figura 7.23: Corrente da carga de 12,8A *RMS* para fases as A, B e C.

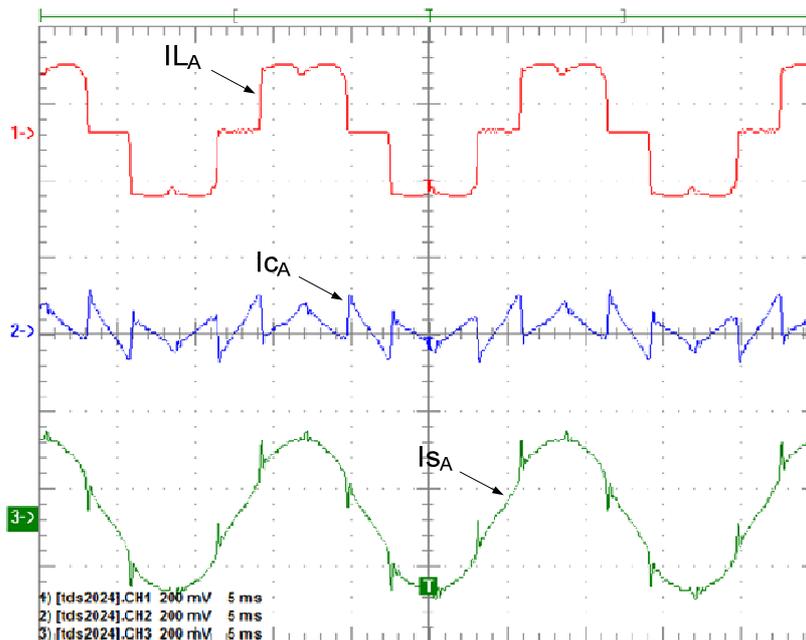


Figura 7.24: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 12,8A *RMS*.

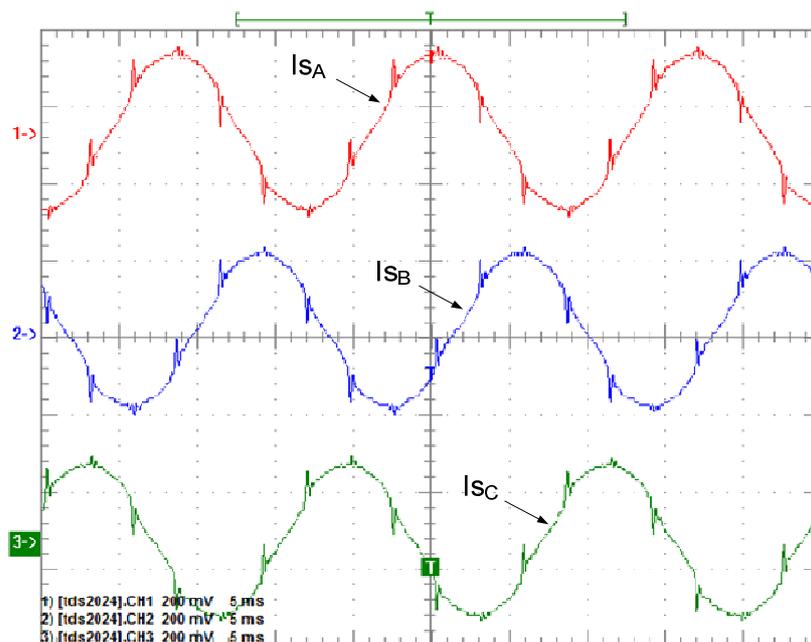


Figura 7.25: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 12,8A RMS.

Espectro Harmônico

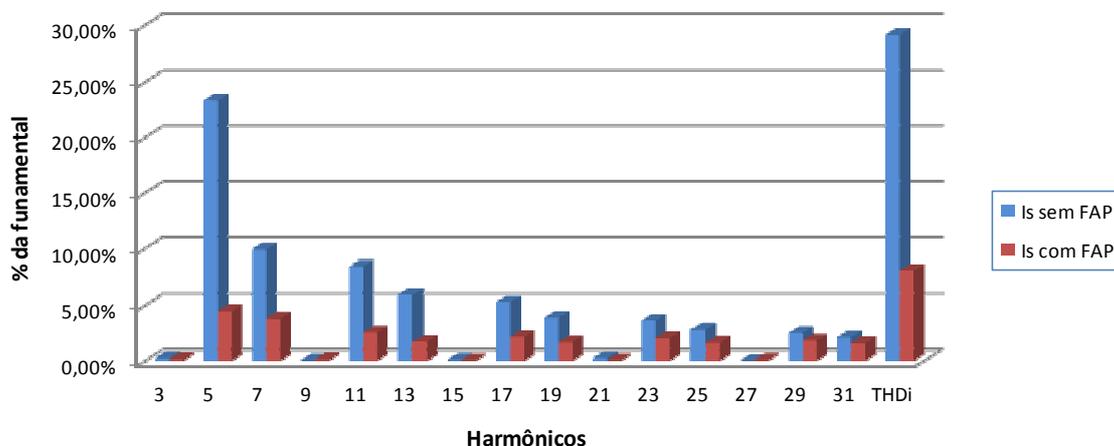


Figura 7.26: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 12,8A RMS.

Os valores na Tabela 7.6 mostram que a amplitude do 5º harmônico decresceu de 23,35% para 4,46%, um decréscimo de 80,90%. A amplitude do 7º harmônico decresceu 61,65%, a do 11º harmônico decresceu 69,70%, a do 13º harmônico decresceu 70,54%, a do 17º harmônico decresceu 59,13%, a do 19º harmônico decresceu 56,19%, a do 23º harmônico decresceu 43,09%, a do 25º harmônico decresceu 41,22%, a do 29º harmônico decresceu 27,78% e a do 31º harmônico decresceu 23,11%.

Tabela 7.6: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 12,8A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,02966	0,23%	0,01822	0,13%
5° Harmônico	3,03250	23,35%	0,64364	4,46%
7° Harmônico	1,28690	9,91%	0,54747	3,80%
9° Harmônico	0,00665	0,05%	0,01763	0,12%
11° Harmônico	1,09780	8,45%	0,36924	2,56%
13° Harmônico	0,77107	5,94%	0,25187	1,75%
15° Harmônico	0,01229	0,09%	0,00801	0,06%
17° Harmônico	0,68343	5,26%	0,31058	2,15%
19° Harmônico	0,50380	3,88%	0,24502	1,70%
21° Harmônico	0,03190	0,25%	0,01017	0,07%
23° Harmônico	0,47021	3,62%	0,29665	2,06%
25° Harmônico	0,36272	2,79%	0,23637	1,64%
27° Harmônico	0,00288	0,02%	0,01230	0,09%
29° Harmônico	0,32715	2,52%	0,26277	1,82%
31° Harmônico	0,27579	2,12%	0,23492	1,63%

O $THDi$ foi alterado de 29,11% para 8,09%, um decréscimo de 72,21% apresentado na Tabela 7.8.

➤ Corrente da Carga de 19,2A

A corrente da carga para as fases A, B e C está presente na Figura 7.27. A corrente da carga, a corrente de compensação e a corrente da fonte são mostradas na Figura 7.28. Já na Figura 7.29 são apresentadas as correntes da fonte nas três fases compensadas.

A Figura 7.30 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte, com e sem o FAPP. Os valores numéricos mostrando o decréscimo na amplitude de cada componente harmônico estão contidos na Tabela 7.7.

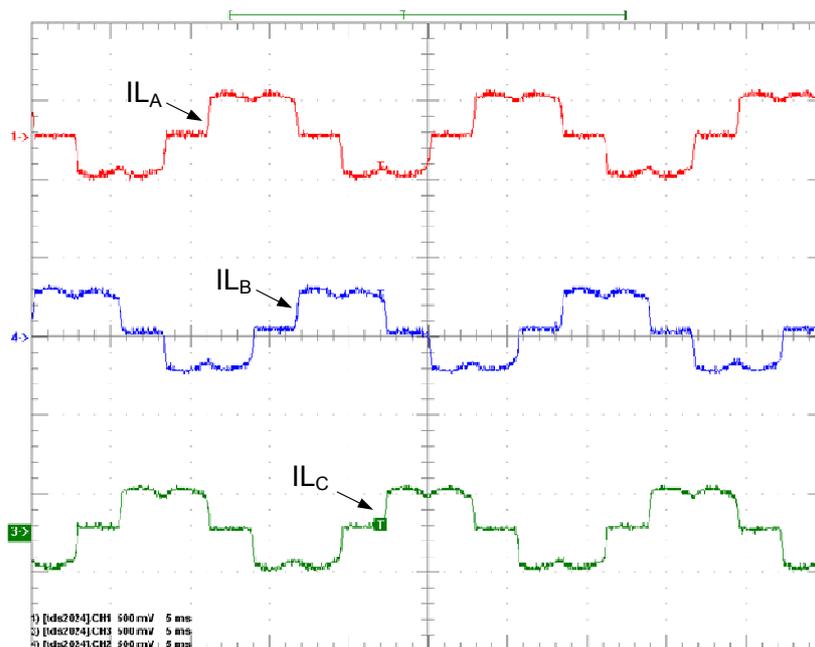


Figura 7.27: Corrente da carga de 19,2A *RMS* para fases as A, B e C.

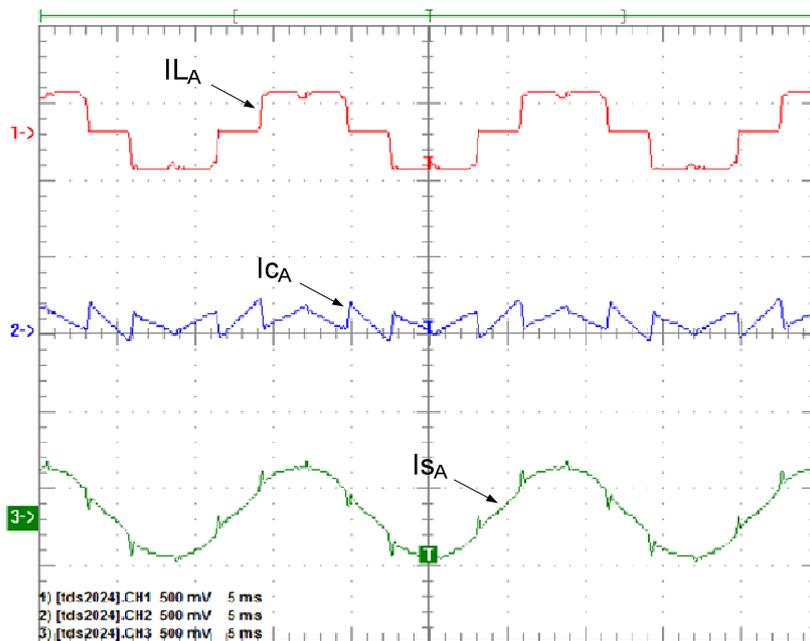


Figura 7.28: Corrente da carga, de compensação e da fonte, para I_L com 19,2A *RMS*.

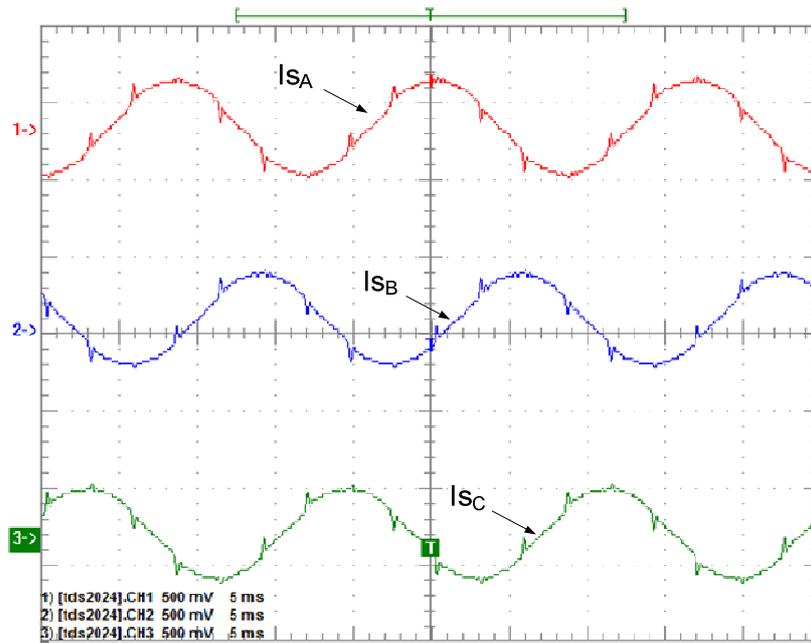


Figura 7.29: Corrente da fonte nas fases as A, B e C, para I_L com 19,2A RMS.

Espectro Harmônico

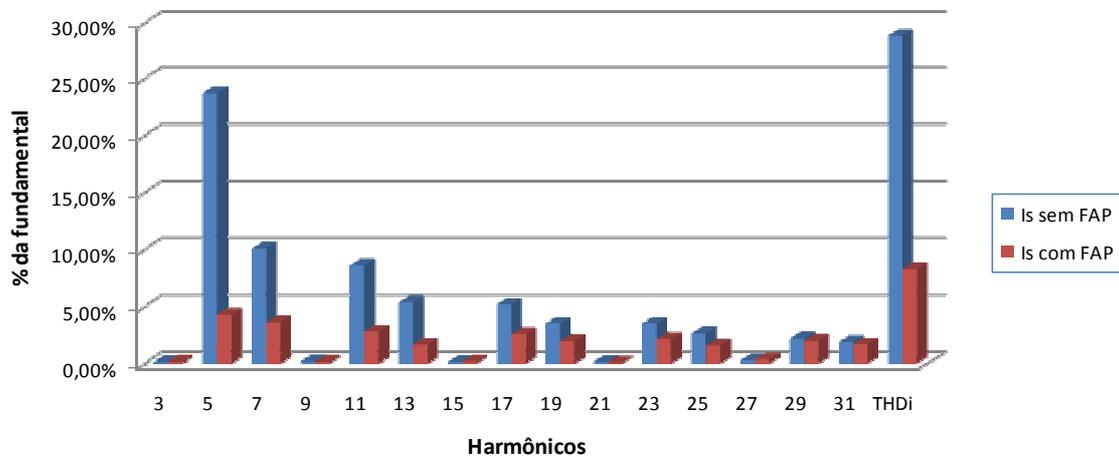


Figura 7.30: Espectro Harmônico da corrente da fonte para I_L com 19,2A RMS.

Os valores na Tabela 7.7 mostram que a amplitude do 5º harmônico decresceu 81,88%, a do 7º harmônico decresceu 64,22%, a do 11º harmônico decresceu 67,17%, a do 13º harmônico decresceu 69,02%, a do 17º harmônico decresceu 50,48%, a do 19º harmônico decresceu 43,91%, a do 23º harmônico decresceu 39,09%, a do 25º harmônico decresceu 39,85%, a do 29º harmônico decresceu 9,05% e a do 31º harmônico decresceu 9,04%.

Tabela 7.7: Corrente de cada componente harmônico, sem e com FAP, para I_L com 19,2A RMS.

	I_s sem FAP		I_s com FAP	
	A RMS	% da fundamental	A RMS	% da fundamental
3° Harmônico	0,02601	0,14%	0,03780	0,18%
5° Harmônico	4,53210	23,73%	0,90282	4,30%
7° Harmônico	1,92760	10,09%	0,75834	3,61%
9° Harmônico	0,04132	0,22%	0,03692	0,18%
11° Harmônico	1,64100	8,59%	0,59351	2,82%
13° Harmônico	1,02860	5,39%	0,35070	1,67%
15° Harmônico	0,03070	0,16%	0,04024	0,19%
17° Harmônico	0,99549	5,21%	0,54258	2,58%
19° Harmônico	0,67343	3,53%	0,41659	1,98%
21° Harmônico	0,03000	0,16%	0,01784	0,08%
23° Harmônico	0,67426	3,53%	0,45197	2,15%
25° Harmônico	0,50876	2,66%	0,33665	1,60%
27° Harmônico	0,06112	0,32%	0,07789	0,37%
29° Harmônico	0,42160	2,21%	0,42167	2,01%
31° Harmônico	0,35883	1,88%	0,35915	1,71%

O $THDi$ foi alterado de 28,9% para 8,29%, um decréscimo de 71,31% apresentado na Tabela 7.8.

O resultado da compensação para os três valores de corrente da carga é demonstrado na Figura 7.31. Estes valores numéricos estão contidos na Tabela 7.8.

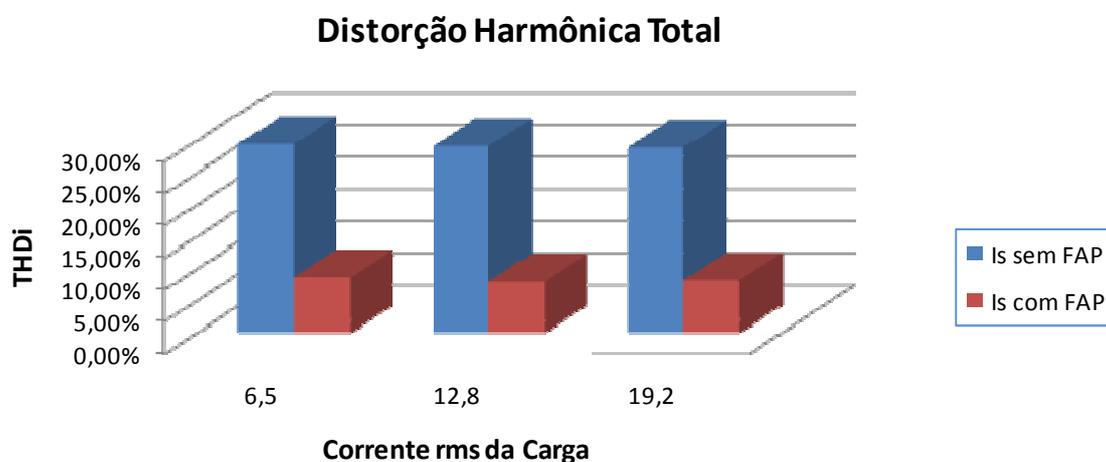


Figura 7.31: Distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L .

Tabela 7.8: Valores da distorção Harmônica Total de I_s para os três valores de I_L .

Valor da Corrente da Fonte	THD _i	
	I_s sem FAP	I_s com FAP
6,5A	29,42%	8,71%
12,8A	29,11%	8,09%
19,2A	28,90%	8,29%

A Distorção Harmônica Total da Corrente da fonte, THD_i , sofreu um decréscimo de 70,39% para I_L de 6,5A, de 72,21% para I_L de 12,8A e de 71,31% para I_L de 19,2A. A queda nos valores de THD_i após a inserção do Filtro Ativo de Potência Paralelo demonstra a correta ação do mesmo. Comprovando a exatidão da referência harmônica produzida pelo método de detecção de harmônicos utilizando um Filtro Adaptativo Sintonizado.

➤ Transitório na Amplitude da Corrente da Carga de 6,5A para 12,8A

Os resultados anteriores demonstraram o correto funcionamento do Filtro Ativo de Potência Paralelo na compensação do conteúdo harmônico da corrente da fonte nas fases A, B e C. Comprovando assim, a eficiência da técnica de detecção de harmônicos com o uso de um Filtro Adaptativo *FIR* ou Sintonizado, na geração do conteúdo harmônico da corrente de compensação produzida pelo FAPP.

Mas, como abordado nos capítulos anteriores, é necessária a utilização de um passo de adaptação variável para que a velocidade de convergência do algoritmo *LMS*, responsável pela adaptação dos coeficientes do Filtro Adaptativo, esteja compatível com o necessário neste tipo de aplicação.

Portanto, o método do passo de adaptação variável foi utilizado na técnica de detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo Sintonizado, implementada no algoritmo de controle do FAPP.

A Figura 7.32 mostra uma variação de aproximadamente 100% na amplitude da corrente da carga, em que um passo de adaptação fixo com valor de 0,00045 foi utilizado. Como observado na Figura 7.32, mesmo após 7 ciclos da fundamental, a corrente de compensação do FAPP não conseguiu acompanhar a alteração na corrente

da carga. Desta forma, ocorre uma compensação incorreta na corrente da fonte, que fica momentaneamente com sua amplitude abaixo do valor esperado. Fato que não ocorreria, caso a corrente de compensação do FAPP acompanhasse a alteração da corrente da carga de uma maneira mais rápida.

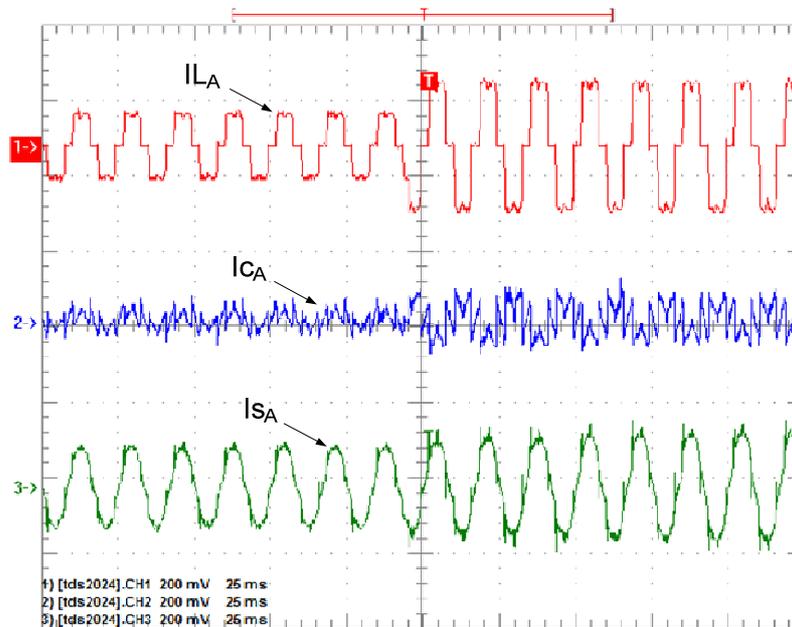


Figura 7.32: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ fixo.

Para permitir que a corrente de compensação acompanhe alguma alteração na corrente da carga de uma forma mais eficiente, foi implementado a técnica de passo de adaptação variável no algoritmo de detecção de harmônicos com Filtro Adaptativo Sintonizado, implementado no controle do FAPP.

Os seguintes valores para o passo de adaptação foram usados: $\mu_{max} = 0,01$, $\mu_{med} = 0,02$ e $\mu_{min} = 0,0025$.

As Figuras 7.33 e 7.34 apresentam o resultado com uma variação de aproximadamente 100% na amplitude da corrente da carga, com a utilização do passo de adaptação variável no algoritmo *LMS* do Filtro Adaptativo Sintonizado. Utilizando o método do passo de adaptação variável a corrente de compensação consegue acompanhar a alteração na corrente da carga com um tempo de adaptação T_a de 0,025s ou 1 ciclo e meio da fundamental. Estando este resultado de acordo com o proposto inicialmente neste trabalho.

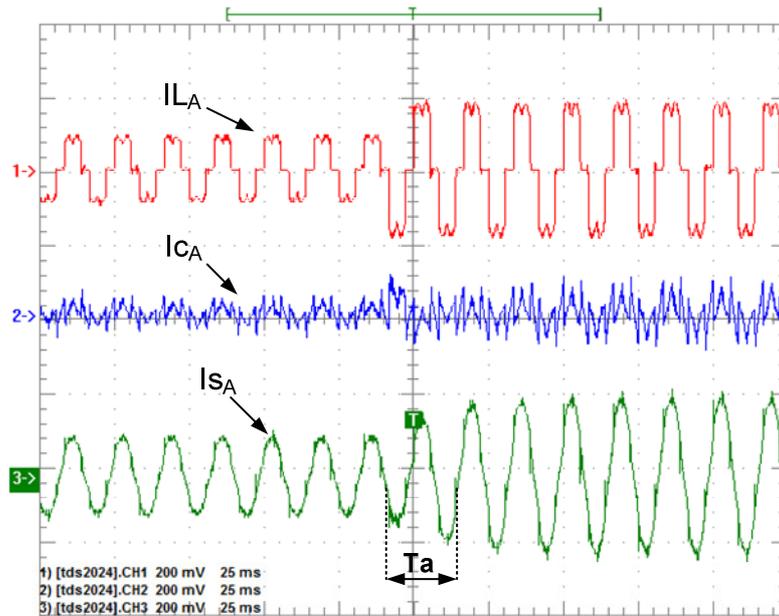


Figura 7.33: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ variável.

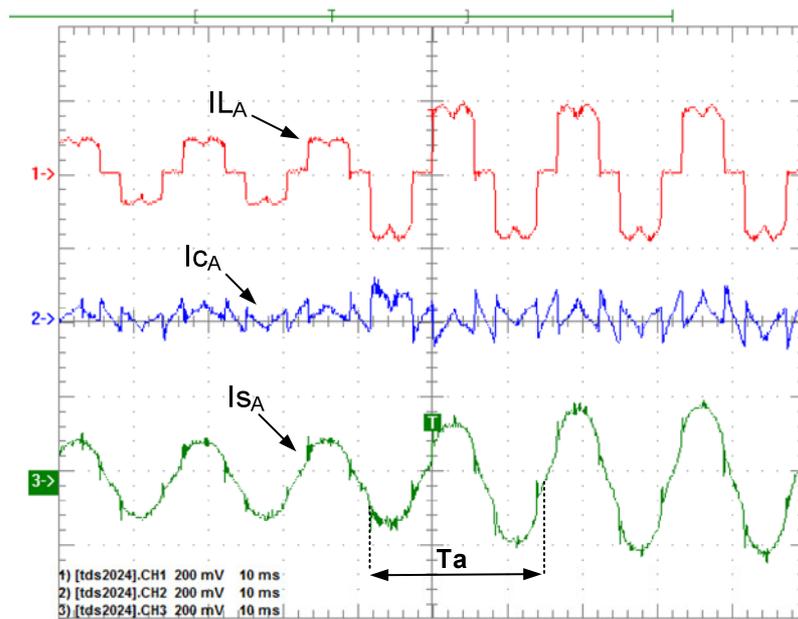


Figura 7.34: Variação de 100% da amplitude da corrente da carga utilizando μ variável, em detalhe.

Os testes experimentais comprovaram o correto desempenho da técnica de detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos, aplicada na geração da corrente de referência harmônica em um Filtro Ativo de Potência Paralelo. Os resultados, tanto para o comportamento em regime permanente com no transitório da corrente da carga, comprovaram a eficiência da técnica de variação do passo de adaptação proposta neste trabalho.

8 Conclusão

8.1 Conclusão Geral

Este trabalho apresentou a utilização da técnica de detecção de harmônicos, baseada na Filtragem Adaptativa, para extração do conteúdo harmônico, utilizado como sinal de referência em um Filtro Ativo de Potência Paralelo. Duas estruturas adaptativas foram usadas na realização desta tarefa, um Filtro Adaptativo *FIR* e um Filtro Adaptativo Sintonizado. Sendo que, nas duas estruturas utilizou-se o algoritmo *Least Mean Square* na adaptação dos parâmetros.

Para o comportamento adequado de todo o sistema, seria desejável ter uma velocidade de convergência e uma resposta em regime permanente apropriadas para um Filtro Ativo de Potência. Para isto, foi desenvolvida uma estratégia para detectar variações na amplitude da corrente da carga e, desta forma, poder controlar a variação do passo de adaptação μ , adequadamente.

Os resultados das simulações, no *Matlab/Simulink*, realizadas para os Filtros Adaptativos para Ajuste do Ganho, *FIR* e Sintonizado comprovaram a correta detecção do conteúdo harmônico. Tanto a velocidade de convergência como a resposta em regime permanente apresentaram resultados satisfatórios. O tempo gasto para a saída do Filtro Adaptativo se readaptar a componente fundamental da carga, após um transitório, foi de 1 ciclo e meio da fundamental. Resultado, este, mais veloz do que o encontrado na literatura, que é de 2 ciclos da fundamental.

Com os resultados experimentais foi possível verificar, realmente, as possibilidades da detecção de harmônicos com Filtragem Adaptativa, aplicada a um Filtro Ativo de Potência Paralelo, bem como, a efetividade do comportamento da estratégia para o passo de adaptação variável. Os valores para a Taxa de Distorção Harmônica Total da Corrente, obtidos com a compensação, foram promissores estando próximos ao nível recomendado pela norma IEEE 519.

A estratégia desenvolvida para o passo de adaptação variável, também teve seu desempenho comprovado pelos resultados experimentais. Mantendo o tempo de

adaptação em 1 ciclo e meio da fundamental, após um transitório de 100% na amplitude da corrente da carga.

Portanto, o método de detecção de harmônicos com Filtros Adaptativos, utilizando a nova estratégia para o passo de adaptação variável, demonstrou ser uma proposta eficiente e promissora para ser utilizada nos algoritmos de controle de um Filtro Ativo de Potência.

8.2 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade deste trabalho, pode-se indicar os seguintes passos a serem realizados:

- Melhorar a velocidade de convergência e resposta em regime permanente, com o aprimoramento da estratégia para o passo de adaptação variável. Isto pode ser realizado com um projeto mais específico do filtro digital utilizado na detecção da amplitude, pelo princípio do oscilador de *Coulon*.
- Estudo da utilização de mais entradas no algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado, analisando a possibilidade de melhoria no resultado final.
- Estudo da aplicação do Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho na extração da corrente harmônica e corrente reativa de um sinal.
- Aplicação da detecção de harmônicos com o Filtro Adaptativo Sintonizado em um Filtro Ativo Híbrido (Filtro Ativo em série com um Filtro Passivo Paralelo), para gerar as harmônicas específicas a serem compensadas.
- Aplicar o algoritmo em dispositivos mais velozes, como uma FPGA. Permitindo assim uma velocidade de processamento mais rápida do algoritmo, o que também irá permitir a utilização de novos recursos.

Referências Bibliográficas

- [1]W. C. Sant'Ana, "Implementação de um Compensador Ativo Série para Sistemas de Distribuição". 188p. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2004.
- [2]C. H. Da Silva, "Comportamento do Condicionador Ativo de Potência em Sistemas Desequilibrados E Distorcidos: um Sistema Combinado entre Filtros Ativos Série e Filtros Passivos Paralelos". 145p. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2005.
- [3]L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Detection is Key", IEEE Industry Application Magazine, v. 13, pp. 22-33, 2007.
- [4]A. M. Massoud, S. J. Finney, B. W. Williams, "Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter", IEEE/ICHQP, pp. 154-159, 2004.
- [5]C. Donghua, X. Shaojun, "Review of the Control Strategies Applied to Active Power Filters", IEEE/DRPT, pp. 666-670, 2004.
- [6]E. H. Watanabe, H. Akagi, M. Aredes, "Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems", IEEE/ISNCC, pp. 1-10, Lagow, 2008.
- [7]S. Bhattacharya, D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system", IEEE/ IAS, v. 3, pp. 2531-2540, 1995.
- [8]S. C. Douglas, "Introduction to Adaptive Filters". In: V. K. Madisetti, D. B. Williams, Digital Signal Processing Handbook. CRC Press LLC, 1999. p. 426- 444.
- [9]ANALOG DEVICES. "Mixed-Signal and DSP Design Techniques". Walt Kester. 2000.
- [10]B. Widrow, et al., "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", Proceedings of the IEEE, v. 63, n. 12, p. 1692, 1975.
- [11]S. Vålviita, S. J. Ovaska, "Delayless method to generate current reference for active filters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 45, n. 4, 1998.
- [12]S. Bhattacharya, D. M.Divan, T. M.Frank, B. Banerje, "Active filter system implementation", IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp. 47-63.
- [13]S. Lou, Z. Hou, "An adaptive detecting method for harmonic and reactive currents", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, pp. 85-89, Feb, 1995.

- [14] H. Karimi, M. Karimi-Ghatermani, M. R. Iravani e A. R. Bakhshai, “An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions”, IEEE Transactions on Power Delivery, v. 18, n. 2, 2003.
- [15] R. H. Kwong, E. W. Johnston, “A variable step-size LMS algorithm”, IEEE Trans. Signal Processing, 1992, 40(7), pp. 1633-1642.
- [16] Mu Longhua, Jiangzi, “Application of adaptive filtering in harmonic analysis and detection”, Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, IEEE/PES, Dalian, 2005.
- [17] H. Li, Z. Wu, F. Liu, “A Novel Variable Step Size Adaptive Harmonic Detecting Algorithm Applied to Active Power Filter”, IEEE/ICIT, Mumbai, 2006.
- [18] Y. Qu, W. Tan, Y. Dong, and Y. Yang, “Harmonic detection using fuzzy LMS algorithm for active power filter”, IEEE/IPEC, Singapore, 2007.
- [19] S. Fukuda e S. Sugawa, “Adaptive signal processing based control of active Power filter”, IEEE IAS 1996, San Diego, 1996.
- [20] M. H. Byung, Y. B. Byung, S. J. Ovaska, “Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 52, n. 2, 2005.
- [21] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, R.R.Pereira, “DSP implementation of three-phase PLL using modified synchronous reference frame”, IEEE/IECON, Taiwan, 2007.

Apêndice A – Blocos do *Simulink* Montados para a Simulação

A seguir serão mostrados os principais blocos utilizados nas simulações no *Matlab/Simulink*, para cada estrutura de Filtro Adaptativo.

Cada simulação foi configurada para durar 2 segundos. A frequência de amostragem foi definida em 40kHz, igual a utilizada no DSP TMS320F2812. Os sinais gerados durante a simulação foram transferidos para o *Matlab*, pelo bloco *To Workspace*. E com o uso dos comandos do *Matlab*, foram produzidos os gráficos apresentados no texto desta dissertação de mestrado.

➤ Filtro Adaptativo para Ajuste do Ganho

Blocos formando o sistema principal:

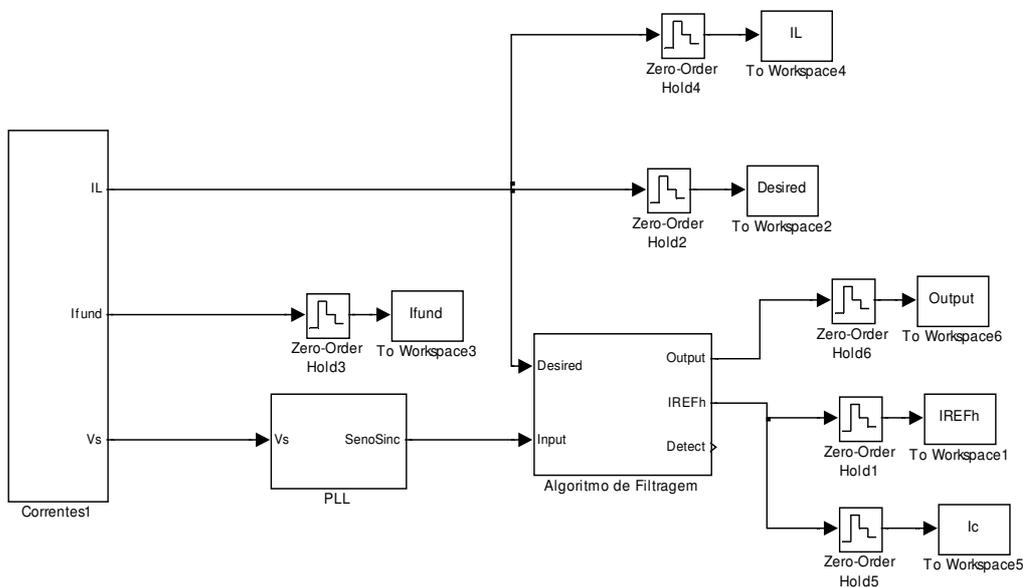


Figura A.1: Blocos do sistema principal.

Blocos para gerar a corrente harmônica e a tensão da fonte, encapsulados no subsistema **Correntes**:

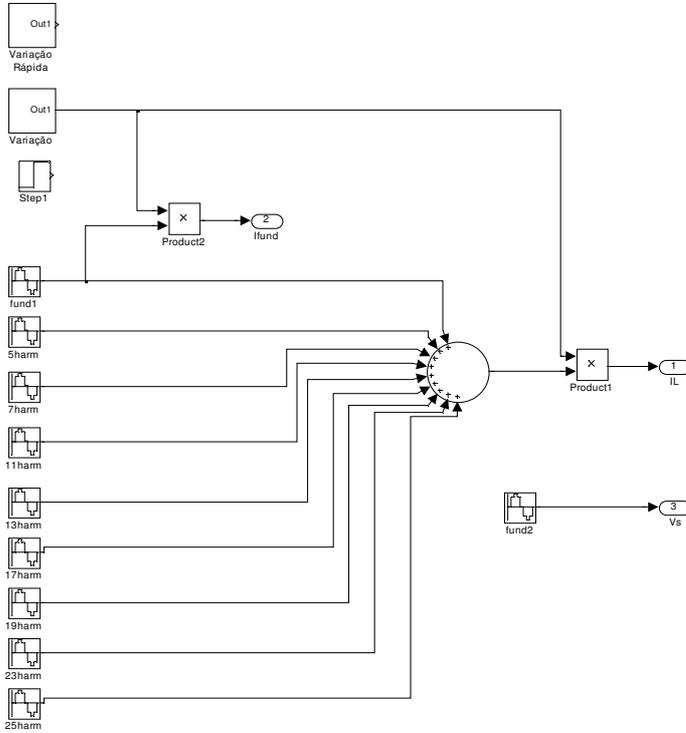


Figura A.2: Blocos do subsistema Correntes.

Blocos para Filtragem Adaptativa e variação do passo de adaptação, encapsulados no subsistema **Algoritmo de Filtragem**:

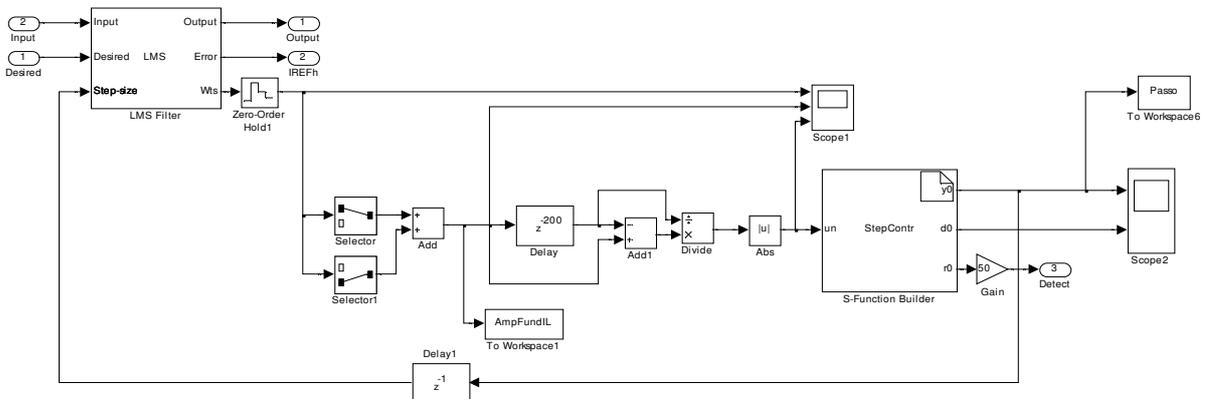


Figura A.3: Blocos do subsistema Algoritmo de Filtragem.

➤ **Filtro Adaptativo FIR**

Blocos formando o sistema principal:

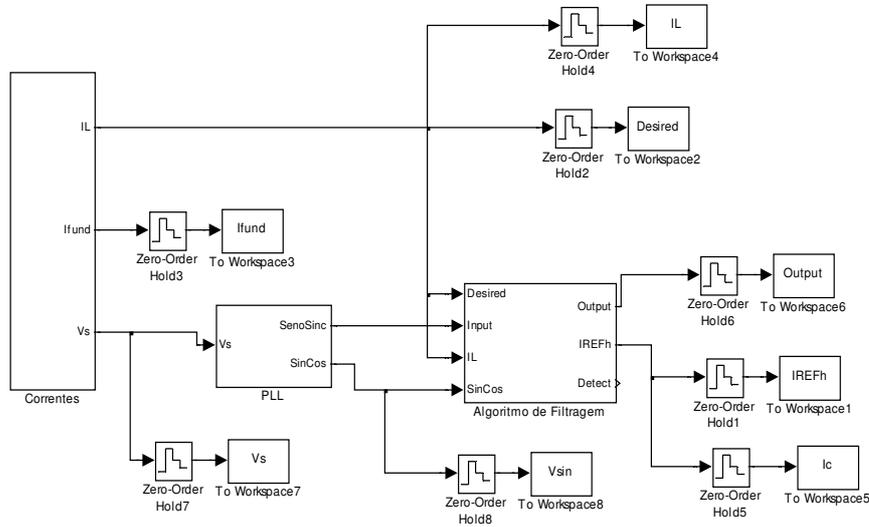


Figura A.4: Blocos do sistema principal.

Blocos para gerar a corrente harmônica e a tensão da fonte, encapsulados no subsistema **Correntes**:

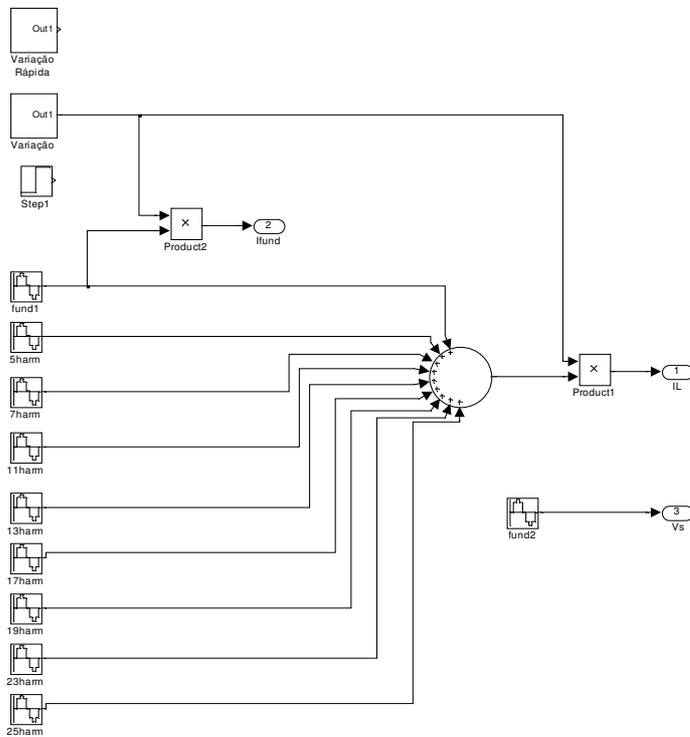


Figura A.5: Blocos do subsistema Correntes.

Blocos para a variação do passo de adaptação, encapsulados no subsistema **Step-Size**:

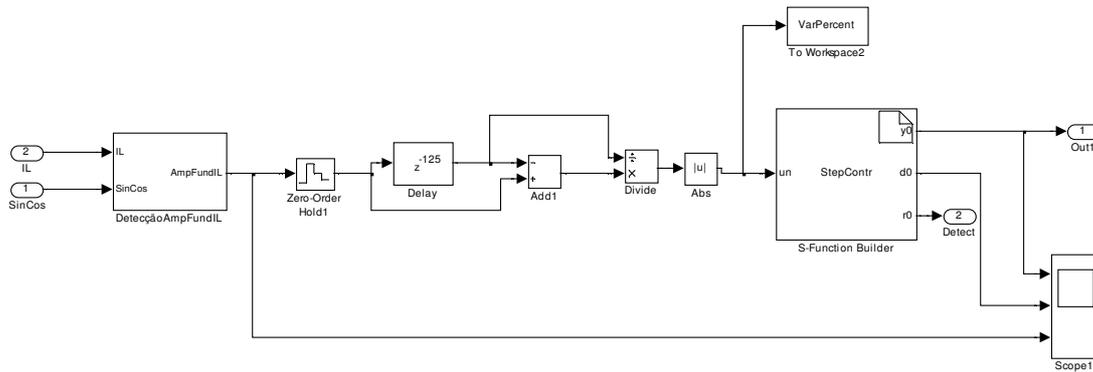


Figura A.6: Blocos do subsistema Step-Size.

Blocos para Filtragem Adaptativa, encapsulados no subsistema **Algoritmo de Filtragem**:

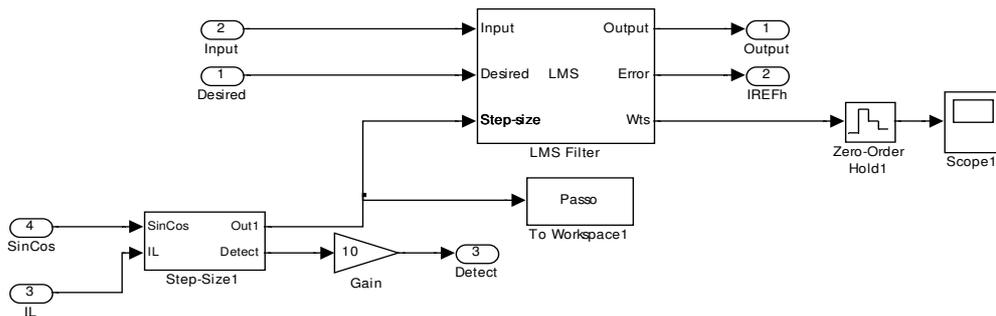


Figura A.7: Blocos do subsistema Algoritmo de Filtragem.

Blocos para detecção da amplitude da fundamental da corrente da carga, encapsulados no subsistema **DeteccçãoAmpFundIL**:

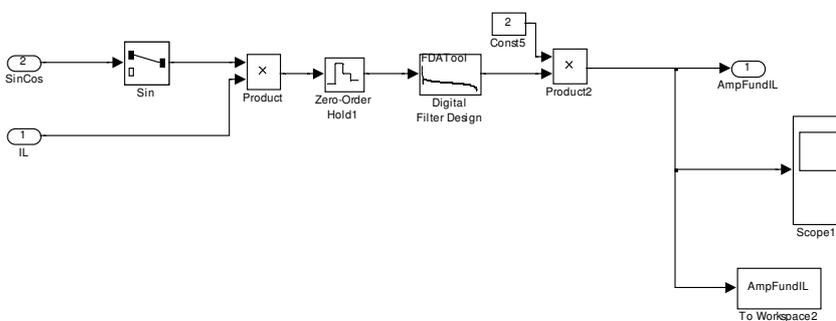


Figura A.8: Blocos do subsistema DeteccçãoAmpFundIL.

O filtro digital utilizado no subsistema acima, para detecção da amplitude da fundamental de I_L , foi um filtro elíptico de 3º ordem com um frequência de corte de 30Hz.

➤ **Filtro Adaptativo Sintonizado**

Blocos formando o sistema principal:

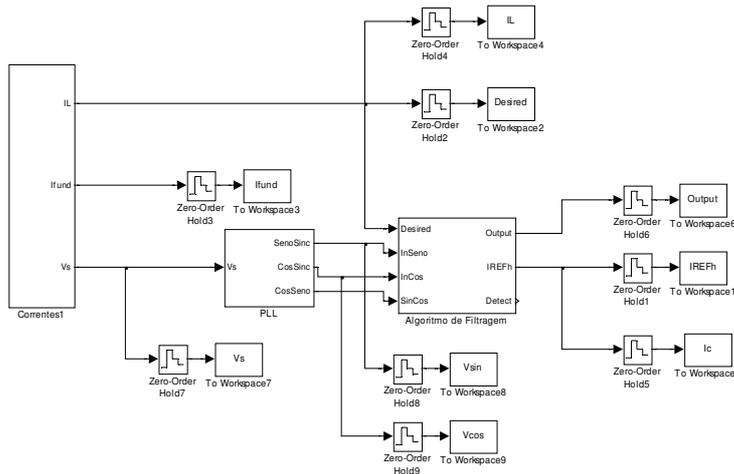


Figura A.9: Blocos do sistema principal.

Blocos para gerar a corrente harmônica e a tensão da fonte, encapsulados no subsistema **Correntes**:

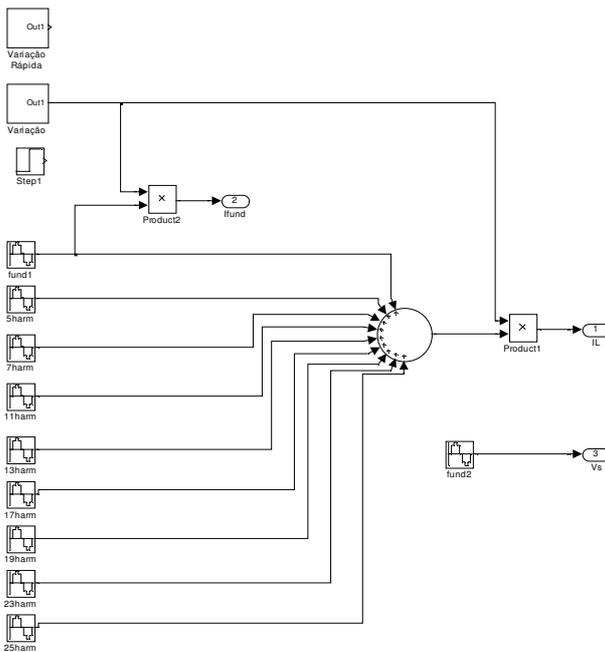


Figura A.10: Blocos do subsistema Correntes.

Blocos para Filtragem Adaptativa e variação do passo de adaptação, encapsulados no subsistema **Algoritmo de Filtragem**:

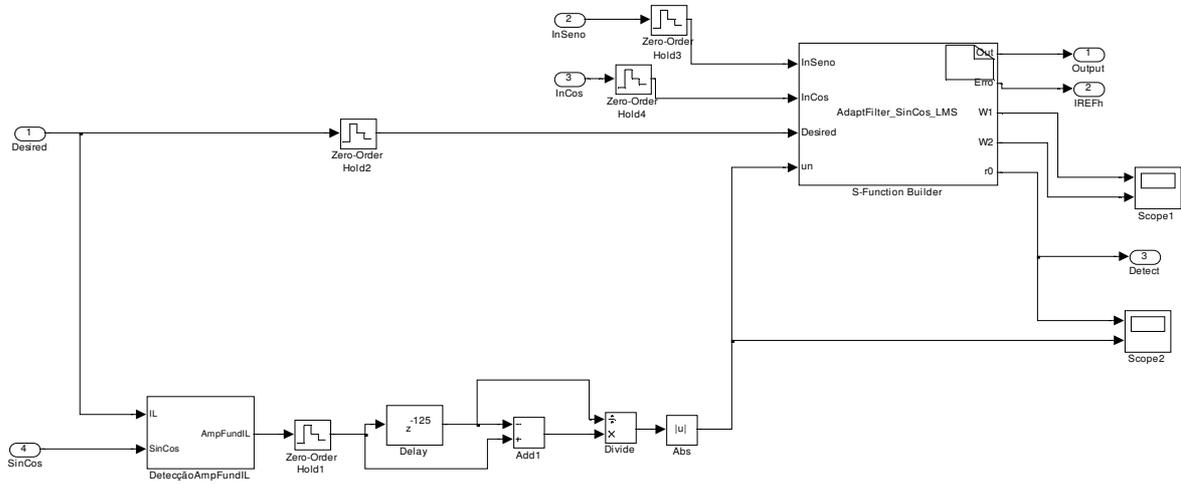


Figura A.11: Blocos do subsistema Algoritmo de Filtragem.

Blocos para detecção da amplitude da fundamental da corrente da carga, encapsulados no subsistema **DetecçãoAmpFundIL**:

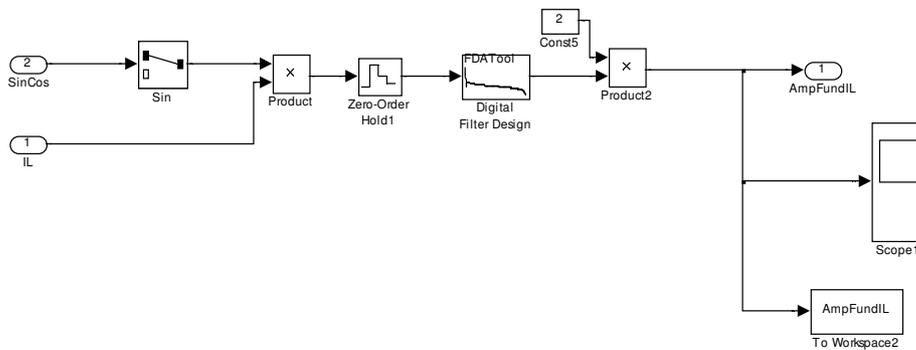


Figura A.12: Blocos do subsistema DetecçãoAmpFundIL.

O filtro digital utilizado no subsistema acima, para detecção da amplitude da fundamental de I_L , foi um filtro elíptico de 3º ordem com uma frequência de corte de 30Hz.

Apêndice B – DSP TMS320F2812

A ferramenta principal deste trabalho é o Processador Digital de Sinais TMS320F2812 da *Texas Instruments*, pois neste processador o algoritmo será programado e executado. Então é importante realizar uma breve descrição das principais características deste *DSP*.

- Frequência de *clock* (interna) 150 MHz.
- Baixo consumo.
- CPU de 32 bits de alta performance.
- Memória RAM interna de 18 k *words* (1 *word* = 16 bits).
- Memória Flash EEPROM integrada de 128 k *words*.
- Interface para memória externa (até 1M *words*).
- Conversor Analógico-Digital de 12 bits, para até 16 entradas multiplexadas, com capacidade de 12,5 milhões de amostras por segundo.
- Suporta programação em C/C++/Assembly (*Code Composer Studio® IDE*).
- Módulo Gerenciador de Eventos.
- 16 saídas para modulação em largura de pulsos (PWM) ou comparação.
- 3 temporizadores de uso geral de 32 bits.
- Periféricos de Comunicação (SCI, SPI, McBSP, eCAN)

O TMS320F2812 pertence a família C2000 da *Texas Instruments*, que são processadores específicos para operações de controle industrial, conversão de potência, medidas e aplicação automotiva. Ele é eficiente tanto em operações matemáticas de processamento digital de sinais quanto em tarefas de controle de sistemas que tipicamente são realizadas por um microcontrolador. Não havendo a necessidade de um segundo processador, como ocorre em vários sistemas.

Este Processador Digital de Sinais possui um barramento de dados e um barramento de programa independentes, o que é conhecido como Arquitetura de *Harvard*. Devido sua habilidade de ler operandos não só da memória de dados, mas também, da memória de programas a *Texas Instruments* passou a denominar esta arquitetura como Arquitetura de *Harvard* Modificada.

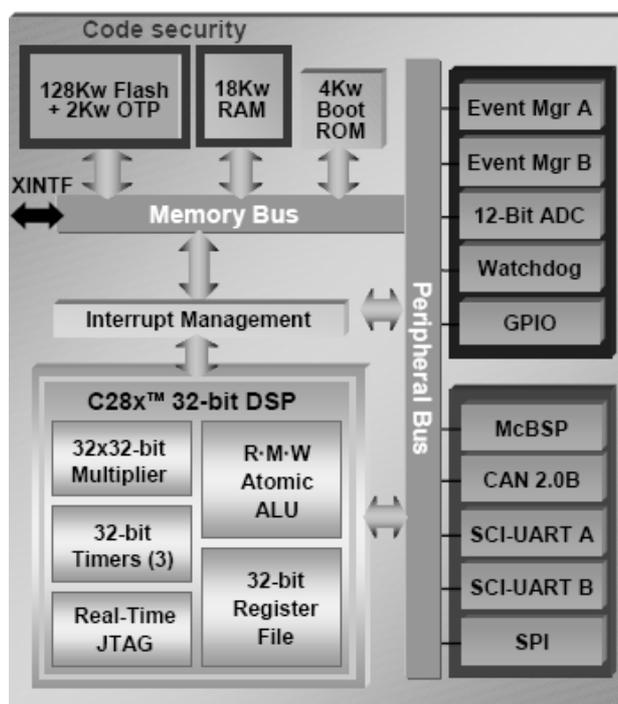


Figura B.1: Visão funcional do TMS320F2812.

A Figura B.1 apresenta a visão funcional deste DSP com seus periféricos, barramentos de comunicação internos e externos, memória interna e a CPU. Sendo justamente esta incorporação em um único chip de uma CPU, com recursos para processamento digital de sinais, juntamente com periféricos que tornam o TMS320F2812 tão eficiente em tarefas matemáticas e de controle.

B.1 O Espaço de Memória

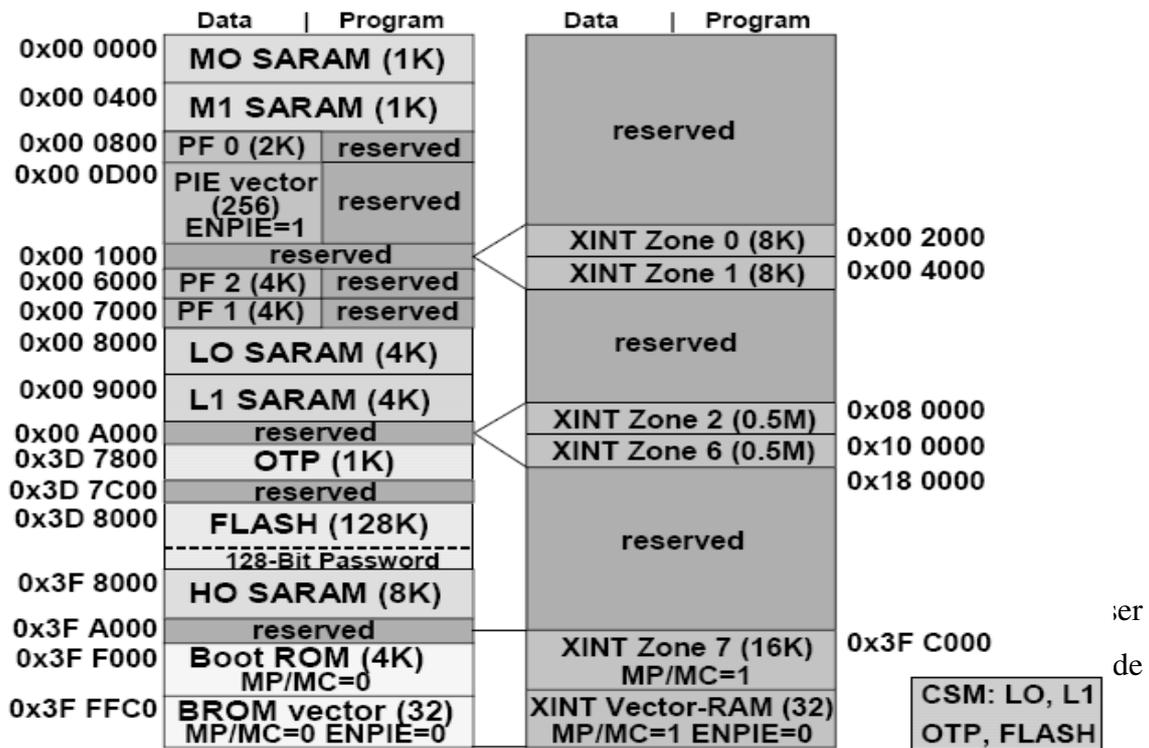
O mapa da Figura B.2 apresenta o espaço de endereçamento do TMS320F2812, ou seja, apresenta as regiões de memória em que o processador pode ler e escrever. Isto não significa que nessas regiões exista, fisicamente, memória instalada. Apenas indica que o processador é capaz de reconhecer uma memória que seja instalada dentro dessa região.

O mapa da Figura B.2 pode ser dividido em duas regiões: Memória interna (on-chip) e memória externa (XINTF). A memória interna não pode ser expandida ou removida, enquanto que a memória externa pode ser expandida em até 1M (Mega) *words*.

Cada uma dessas duas regiões de memória pode ser dividida entre memória de dados e memória de programas. O TMS320F2812 utiliza 32 bits para o endereçamento

de dados e 22 bits para o endereçamento de programas. Isto permite o endereçamento total de 4G (Giga) para dados e 4M para programas.

A memória de dados contém as variáveis e o *stack* (pilha). Enquanto que a memória de programa contém o código fonte e os registros de inicialização.



- Bloco M0 – 1k *words* de 16 bits;
- Bloco M1 – 1k *words* de 16 bits;
- Bloco L0 – 4k *words* de 16 bits;
- Bloco L1 – 4k *words* de 16 bits;
- Bloco H0 – 8k *words* de 16 bits;
- Memória Flash – 128k *words* de 16 bits.

A memória Flash é dividida em 4 setores de 8k *words* e 6 setores de 16k *words*. Assim os programas desenvolvidos, após a fase de teste, podem ser gravados na mesma, já que ela não é uma memória volátil. Estes programas ainda podem ser protegidos por uma senha de 128 bits definida pelo usuário evitando engenharia reversa.

B.2 Conversor Analógico-Digital (ADC)

A função de um Conversor Analógico-Digital (ADC) é converter um sinal de tensão (cuja variação no tempo é proporcional à variação de uma determinada grandeza

do mundo real, como temperatura, pressão, corrente ou mesmo tensão) em um número digital. Desta maneira podem-se realizar os cálculos necessários sobre este número com o auxílio de um computador digital.

O TMS320F2812 possui apenas um ADC de 12 bits de resolução que executa em torno de 12 milhões de conversões por segundo (12 MSPS) [7]. Porém ele possui 2 *sample/hold* (S/H) e cada S/H possui um multiplexador (MUX) de 8 canais, totalizando 16 canais de entrada. A faixa de tensão analógica de cada canal é 0 a 3V.

O ADC do TMS320F2812 tem capacidade para “auto-sequenciar” 16 aquisições. Isto significa que o ADC pode automaticamente continuar com a conversão do próximo canal depois que a atual terminar. Graças a esta funcionalidade não é necessário salvar o resultado a cada conversão. Basta ler todos os resultados ao fim da seqüência. Para cada resultado de conversão existe um registrador (ADCRESULTx). O *AutoSequencer* é uma máquina de estado que pode converter até 16 sinais. Cada estado do *AutoSequencer* escreve o resultado da conversão no seu respectivo ADCRESULTx.

O *Sequencer* pode operar como dois seqüenciadores independentes (*DualSequencerMode*) de 8 estados cada um ou como um único *sequencer* (*CascadedMode*) de 16 estados. Além destes dois modos (relativos ao *Sequencer*), o ADC também pode operar em mais dois modos (relativos aos S/H): *SimultaneousMode* e *SequentialMode*.

O *Sequencer* consiste, na verdade, em dois seqüenciadores independentes (SEQ1 e SEQ2) de 8 estados que podem ser cascadeados para formar um único seqüenciador (SEQ) de 16 estados. O termo “estado” se refere ao número de conversões automáticas que podem ser realizadas com o *Sequencer*. As Figuras B.3 e B.4 apresentam, respectivamente, os diagramas em blocos para a operação do *Sequencer* como *CascadedMode* e *DualSequencerMode*.

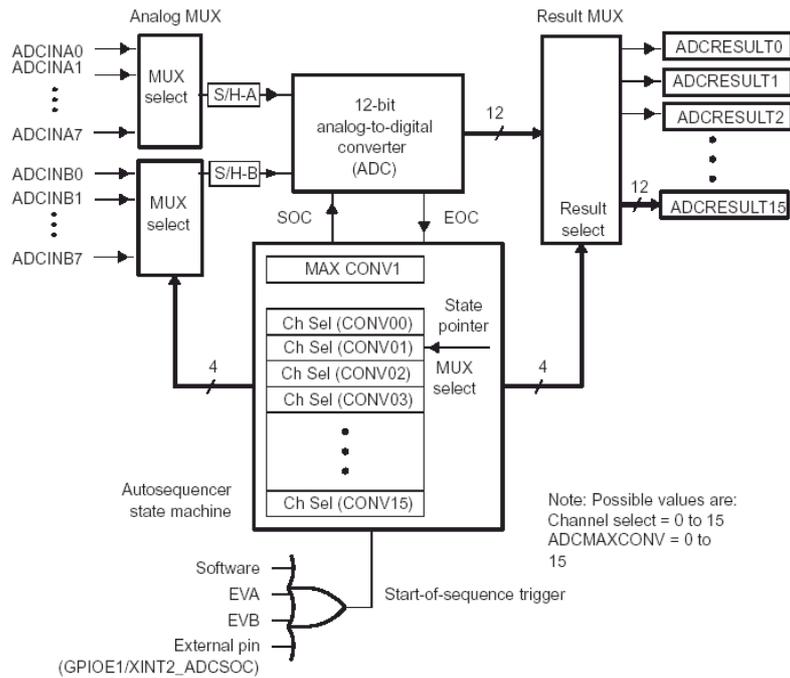
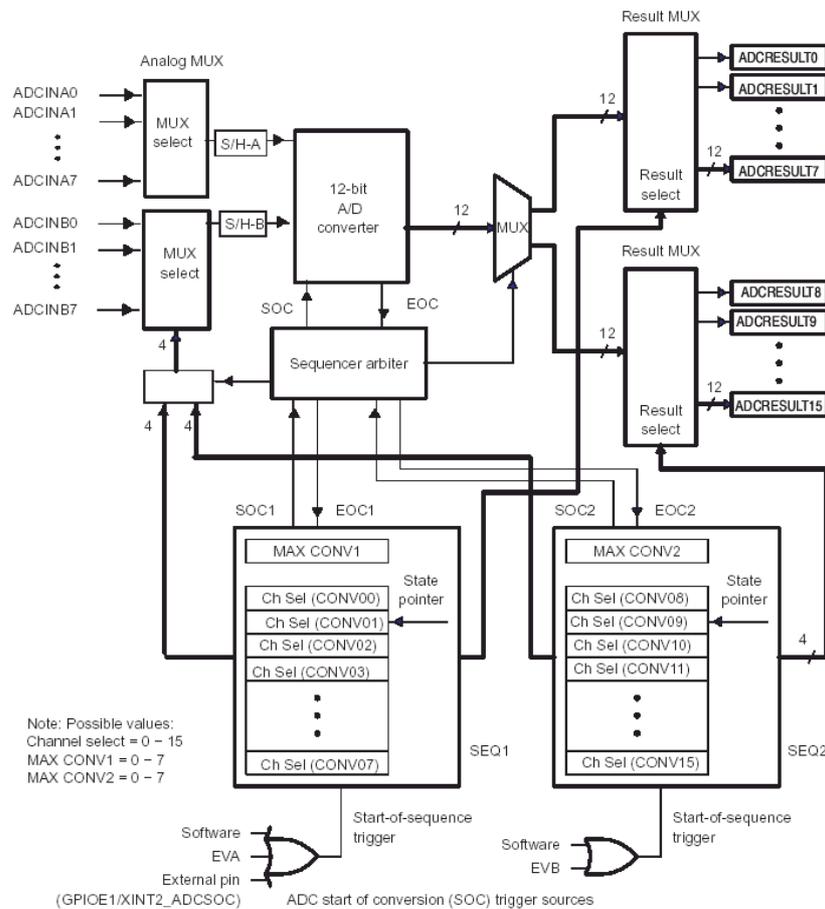


Figura B.3: Diagrama em blocos para o operação do sequencer como *CascadedMode*.



FiguraB.4: Diagrama em blocos para o operação do sequencer como *DualSequencerMode*.

Em ambos os casos o ADC pode “autosequenciar” uma série de conversões. Isto significa que a cada vez que o ADC receber um *StartOfConversion* (SOC) ele pode realizar múltiplas conversões automaticamente. Para cada conversão, qualquer um dos 16 canais de entrada pode ser selecionado através do MUX. Após a conversão, o valor digital do canal selecionado é armazenado no respectivo ADCRESULTx. O primeiro resultado é armazenado em ADCRESULT0, o segundo em ADCRESULT1, e assim por diante. Também é possível amostrar o mesmo canal de entrada diversas vezes, permitindo ao usuário realizar um *over-sampling*, que aumenta a resolução do resultado frente ao método tradicional de conversão com uma única amostra.

B.3 Ambiente de Desenvolvimento

Para o desenvolvimento de programas neste DSP utiliza-se o ambiente integrado de desenvolvimento *Code Composer Studio*®. Os programas podem ser escritos utilizando as linguagens C, C++ ou Assembly. Permitindo um eficiente desenvolvimento em linguagem de alto nível.

Na Figura B.5, abaixo, podemos encontrar alguns dos importantes recursos disponibilizados pelo *Code Composer Studio*®. Como a visualização dos valores das variáveis em tempo real pela ferramenta *Watch Window* (canto inferior direito da Figura B.5) e a ferramenta *Graph* para visualização de gráficos (canto superior direito da Figura B.5).

Outro recurso integrado ao *Code Composer Studio*® e muito utilizado por todos os projetistas de sistemas é a ferramenta *On Chip Flash Programmer* para gravação dos programas na memória Flash.

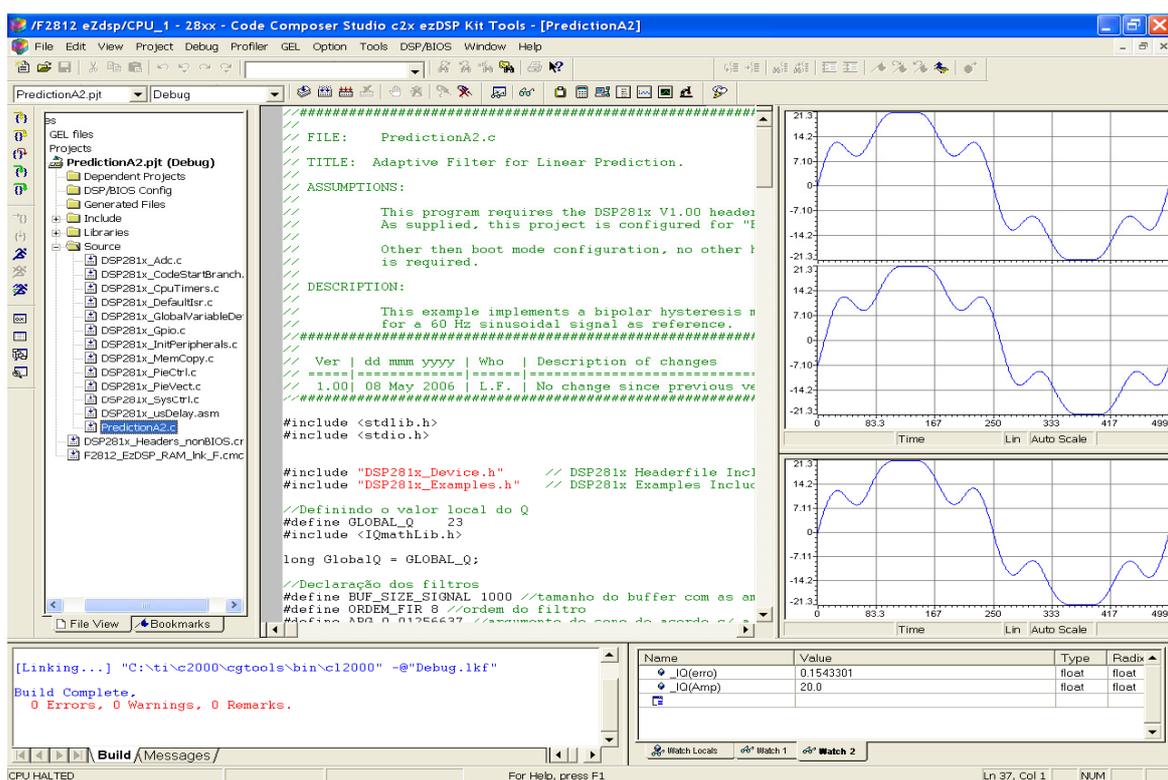


Figura B.5: Ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio*®.

O processo de desenvolvimento de um programa para o TMS320F2812 segue basicamente os passos normais do desenvolvimento de qualquer código em linguagem de alto nível para Processadores de Propósito Geral. Após concluir o código fonte o mesmo deve ser compilado e o projeto montado através do comando *Build*. Caso ocorra algum erro o *Code Composer Studio* disponibiliza também ferramentas para *Debug*. Já o arquivo final gerado com a extensão *.out* deve ser carregado na memória RAM através do comando *Load Program* ou armazenado na memória Flash com a ferramenta *On Chip Flash Programmer* para posterior execução.

Para facilitar o desenvolvimento de códigos a *Texas Instruments* fornece uma série de arquivos e bibliotecas que tornam a tarefa do programador mais concentrada nos problemas relevantes da aplicação em questão. Duas destas facilidades são apresentadas a seguir.

B.3.1 C/C++ Header Files and Peripheral Examples

O *C/C++ Header Files and Peripheral Examples* é disponibilizado pela *Texas Instruments* através do arquivo *SPRC097*. Trata-se de um *framework* para as aplicações

desenvolvidas para os *DSPs* da família C281x (família de dispositivos a qual pertence o TMS320F2812). Este *framework* já apresenta as estruturas todas programadas, sendo que o desenvolvedor necessita apenas inserir o código específico da aplicação.

Além disso, todos os periféricos e registradores do DSP estão mapeados, não sendo necessário o acesso através de suas posições de memória. Realizando assim uma abstração de *hardware*.

A vantagem de se utilizar o SPRC097 esta na facilidade de programação para os novos usuários e, principalmente, na padronização no desenvolvimento de aplicações.

B.3.2 IQMath

IQmath é uma biblioteca de funções utilizada para implementar algoritmos inicialmente concebidos em aritmética de ponto flutuante em processadores de ponto fixo (que é o caso do TMS320F2812). Esta biblioteca é disponibilizado pela *Texas Instruments*® através do arquivo SPRC087.

O TMS320F2812 é um processador de 32 bits, portanto os operandos aritméticos têm 32 bits. A biblioteca *IQmath* trabalha com números sinalizados, ou seja, o bit mais significativo (MSB) indica o sinal (positivo ou negativo) do número. Um número definido como `_iqn` possui **n** bits para representar a parte fracionária, **(31-n)** bits para representar a parte inteira e **1** bit para representar o sinal. Desta forma um número definido como `_iq30` possui 30 bits para representar a parte fracionária e 1 bit para representar a parte inteira, além do bit de sinal.

As funções *IQmath* podem trabalhar com um formato **GLOBAL_Q**. Este formato **GLOBAL_Q** é, na verdade, apenas uma escolha arbitrária para um formato padrão.

As funções *IQmath* na forma `_IQxxx()`, onde **xxx** é o nome da função, assumem que se está utilizando o formato padrão **GLOBAL_Q**. Já as funções na forma `_IQNxxx()`, onde **xxx** é o nome da função e **N** é o formato do número, assumem que se está utilizando o formato `_iqN`.

Exemplificando: uma função `_IQsin(arg)` calcula o seno do argumento *arg* considerando que *arg* está no formato **GLOBAL_Q**. Já uma função `_IQ21sin(arg)` calcula o seno do argumento *arg* considerando que *arg* está no formato `_iq21`.

Apêndice C – Artigos Publicados e em Espera de Resposta

Os artigos publicados, durante este trabalho, estão em anexo a esta dissertação. A seguir, são apresentados os nomes dos artigos e os congressos em que foram publicados.

- Artigo em Espera de Resposta:

A New Strategy to Step-Size Control of Adaptive Filters in the Harmonic Detection for Shunt Active Power Filter

1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition
San Jose, Califórnia, 2009

- Artigo Publicado:

Improving the Dynamic Response of Shunt Active Power Filter using Modified Synchronous Reference Frame PLL

34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society
Orlando, USA, 2008

- Artigo Publicado:

Dead-Time Compensation in Shunt Active Power Filters Using Fast Feedback Loop

13th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power
Wollongong, Australia, 2008

- Artigo Publicado:

Modified Synchronous Reference Frame Strategy for Single Phase Hybrid Active Power Filter

13th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power
Wollongong, Australia, 2008

- Artigo Publicado:
Compensação de Dead-Time em Filtros Ativos de Potência Paralelo
VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais
Poços de Caldas, Brasil, 2008

- Artigo Publicado:
Filtro Ativo de Potência Paralelo Baseado em PLL Implementado com Referência Síncrona Modificada
VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais
Poços de Caldas, Brasil, 2008

- Artigo Publicado:
Uma Nova Estrutura para Compensadores Ativos Híbridos
Congresso Latinoamericano Distribución Eléctrica
Mar del Prata, Argentina, 2008

- Artigo Publicado:
A Simple Full Digital Adaptive Current Hysteresis Control with Constant Modulation Frequency for Active Power Filters
42nd IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting
New Orleans, USA, 2007

- Artigo Publicado:
DSP Implementation of Three-Phase PLL Using Modified Synchronous Reference Frame
33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society
Taipei, Taiwan, 2007

- Artigo Publicado:
Estratégia para Mitigação dos Harmônicos de Seqüência Zero em Sistemas Desequilibrados a Quatro Fios
VII Conferência Brasileira de Qualidade de Energia Elétrica
Santos, Brasil, 2007

➤ Artigo Publicado:

Implementação de um PLL Digital Trifásico para Aplicação em Condicionadores de Energia

VII Conferência Brasileira de Qualidade de Energia Elétrica

Santos, Brasil, 2007

A New Strategy to Step-Size Control of Adaptive Filters in the Harmonic Detection for Shunt Active Power Filter

R.R. Pereira C.H. da Silva L.E. Borges da Silva G. Lambert-Torres
Federal University of Itajubá - UNIFEI
Itajubá, Brazil

rondi@unifei.edu.br, carloschedas@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br, germano@unifei.edu.br

Area of interest: **Manufacturing Systems Development and Applications Department**
Applications of industrial electrical and electronic control devices

Corresponding author: Luiz Eduardo Borges da Silva
e-mail address: leborges@unifei.edu.br

Abstract

This paper presents a new strategy to improve the applicability of adaptive filters for harmonic detection in shunt active power filters (SAPF). The final objective of the strategy is improving the speed of convergence of the adaptive filter and reduces the steady-state error. Two cases are presented and discussed, one with a Finite Impulse Response (FIR) adaptive filter with 32 coefficients and another with an adaptive notch filter. The Least Mean Square (LMS) algorithm was used to adjust the coefficients in the both cases. Simulations using Matlab are presented to clarify the algorithm. Also practical implementation is performed using the DSP Texas Instruments TMS320F2812 and the results depicted. Important aspects concerning the calculation time of the adaptive filter, convergence speed during changes in the load and the steady-state error, are presented.

Introduction

The compensation for harmonic currents, generated by power electronic equipments, has become important as its growing use in the industrial applications. In this context, more and more, new techniques are developed in order to improve the effectiveness of active power filters (APF) in harmonic mitigation. The performance of active power filters basically depend on the extraction method used to generate the current reference signal, the control method used to generate the compensation harmonic current and the dynamic characteristic of the entire filter [1].

In power system, the current can be described as $i(t) = \sum_{n=1}^N A_n \sin(n\omega t + \theta_n)$. The fundamental current is denoted by $i_1(t)$. The harmonics can be obtained just eliminating the fundamental components. The problem arisen is how to extract the sinusoidal waveform, separating the harmonic components. In this context the use of Adaptive Filters, in recent years, has shown a powerful technique to perform this job.

Adaptive Filter for Harmonic Detection

The adaptive noise canceling technique based on the Wiener theory has been widely used in many signal processing applications [2]. It can maintain the system in the best operating state by continuously self-adjusting its parameters. According to the adaptive noise canceling theory, the principle of adaptive harmonic detecting method is that illustrated in Fig 1. In this basic structure of adaptive filter (Fig. 1) applied to current harmonic detection, $d(n)$ represents the current $i(t)$ blurred with harmonics and $x(n)$ represents the sinusoidal waveform $v_{sin}(t)$ in phase with the source voltage. The reference input signal $x(n)$ is processed by adaptive filter producing the output signal $y(n)$ that tracks the variation of fundamental signal of the load current. The objective of adaptive filter is approximates $y(n)$, in both amplitude and phase, to the fundamental signal $i_1(n)$. So, the desired harmonics content $i_h(n)$ can be directly obtained from the error signal $e(n)$ given by the subtracting of $y(n)$ from $d(n)$. The coefficients of the adaptive filter are adjusted

using the Least Mean Square (LMS) algorithm. The recursion formula of LMS algorithm is given by the equations:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{W}(n) \quad (1)$$

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu e(n)\mathbf{X}(n) \quad (2)$$

where: $\mathbf{X}(n)$ is the input vector, $\mathbf{W}(n)$ is the coefficient vector and μ is the step-size. The parameter μ controls the rate of convergence of the algorithm to the optimum solution.

In this work a Finite Impulse Response (FIR) adaptive filter [2-4] with 32 coefficients and an adaptive notch filter [2][5-7] were tested. The adaptive FIR filter structure uses the general structure of adaptive filter shown in Fig.1. The adaptive notch filter is shown in Fig. 2. This structure (Fig. 2) uses two orthogonal signals as input, one for the input $x(n)$ and other 90° phase shifted. In this way only two coefficients are needed to be adapted. The adaptation procedure is the same as used in the general structure of adaptive filters.

To overcome the problems with the speed of convergence, several approaches based on a variable step-size method were proposed in recent years [5-8]. The approach proposed in this work also plays with the step-size to speed-up the adaptation algorithm. But, instead of looking to the error signal, which is polluted with noise complicating the adaptation algorithm behavior, it looks directly to the load current value searching for significant transients. Once the transient in the load current is detected the algorithm starts the step-size adjustments. That shows up to improve the adaptation algorithm behavior. In the simulations the convergence speed reaches the maximum of 1.5 cycles for both cases, the adaptive FIR filter and the adaptive notch filter, against the minimum of 2 cycles reported in the literature. The amplitude of the load current is determined with a simple algorithm described in [9]. When any significant changes happen in the load current value, it is detected and the step-size is immediately increased to a certain value and then decreased slowly two times until it reaches the initial value. This procedure guaranties a fast transient response to adaptive filter action.

Simulation Results

The simulation results are shown in Figs. 3, 4, 5 and 6. The transient behavior of the adaptive FIR filter strategy, for a 100% load current variation, is presented in Fig. 3 and Fig. 4. The Fig. 3 shows the signals: the load current $d(n)$ in the first graphic, the fundamental of the load current (in blue) and the adaptive FIR output $y(n)$ (in red) in the second graphic and the harmonic current reference $e(n)$ in the third graphic. The Fig. 6 shows the desired harmonic reference and the harmonic reference generated by the adaptive FIR filter in the first graphic and the error between them in the second graphic.

The transient behavior of the adaptive notch filter strategy, for a 100% load current variation, is presented in Fig. 5 and Fig. 6. The Fig. 5 shows the signals: the load current $d(n)$ in the first graphic, the fundamental of the load current (in blue) and the adaptive nocth filter output $y(n)$ (in red) in the second graphic and the harmonic current reference $e(n)$ in the third graphic. The Fig. 6 shows the desired harmonic reference and the harmonic reference generated by the adaptive notch filter in the first graphic and the error between them in the second graphic.

The simulations demonstrate that there is a slightly difference between the steady-state error for the two strategies. The adaptive FIR filter presents an error a little bit bigger than for adaptive notch filter. The proposed algorithm for the step-size adjusts produces the same speed of convergence in both cases.

Experimental Results

The practical results are obtained from a shunt active power filters (SAPF) composed by three single-phase full H-bridges voltage source (VSI) type, rated 35kVA, working in 40kHz switching frequency. The DC link voltage is adjusted in 500V. The smooth inductor used to connect the SAPF to power system is rated 5mH. The harmonic current injection is controlled by a VSI PWM. The power system voltage is 220V line to line. The load is a rated 100kVA, 6 pulse rectifier, CSI type. The control algorithm was implemented in a Texas DSP TMS320F2812. The Fig. 7 presents the load current (I_{L_A}) of 27A, the compensation current (I_{c_A}) and the source current (I_{s_A}) of phase A after compensation using an adaptive FIR filter strategy to extract the

harmonic content. In Fig. 8 the harmonic spectrum of source current before and after compensation is shown, the current Total Harmonic Distortion (THDi) of I_{sA} is reduced from 28,9% to 7,56%.

The Fig. 9 presents I_{L_A} , I_{c_A} and I_{s_A} after compensation using an adaptive notch filter for a load current of 27A. The Fig. 10 shows the harmonic spectrum of source current, the THDi of I_{s_A} is reduced from 28,9% to 8,29%.

The Fig. 11 shows the adaptive notch filter transient behavior for a 100% load current variation. The result illustrates the convergence speed T_c of 1.5 cycles. This result confirms that obtained by simulations.

The reduction of THDi in the two types of adaptive filter implemented is very similar. But the calculation time of the adaptive FIR filter and adaptive notch filter are completely different. The adaptive notch filter has just two coefficients to be adjusted, so its calculation time is significantly smaller than adaptive FIR filter that uses 32 coefficients for the same task.

Conclusions

In real time applications, as active power filters, the calculation time, the speed of convergence and steady-state error are critical matters to be taken in consideration during the design process. The proposed step-size adjustments algorithm, for the two types of adaptive filters, demonstrates good results concerning speed of convergence and steady-state error. The adaptive notch filter algorithm has shown to be more interesting in terms of computational burden and steady-state error.

References

- [1] S. Bhattacharya, D. M.Divan, T. M.Frank, B. Banerje – “Active filter system implementation”, IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [2] B. Widrow, et al. – “Adaptive noise cancelling: principles and applications”, Proceedings of the IEEE, v. 63, n. 12, p. 1692, 1975.
- [3] S. Välväita, S. J. Ovaska – “Delayless method to generate current reference for active filters”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 45, n. 4, 1998.
- [4] M. H. Byung, Y. B. Byung, S. J. Ovaska – “Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 52, n. 2, 2005.
- [5] Mu Longhua, Jiangzi – “Application of adaptive filtering in harmonic analysis and detection”, Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES, Dalian, 2005.
- [6] Y. Qu, W. Tan, Y. Dong, and Y. Yang – “Harmonic detection using fuzzy LMS algorithm for active power filter”, IEEE IPEC 2007, Singapore, 2007.
- [7] H. Li, Z. Wu, F. Liu – “A Novel Variable Step Size Adaptive Harmonic Detecting Algorithm Applied to Active Power Filter”, IEEE ICIT 2006, Mumbai, 2006.
- [8] R. H. Kwong, E. W. Johnston – “A variable step-size LMS algorithm”, IEEE Trans. Signal Processing, 1992, 40(7), pp. 1633-1642.
- [9] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, R.R.Pereira, “DSP implementation of three-phase PLL using modified synchronous reference frame”, IEEE IECON07, Taiwan, 2007.

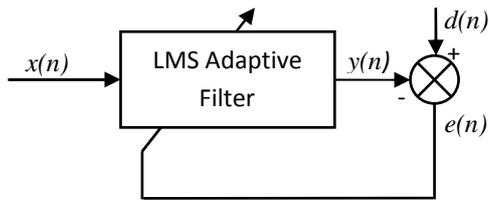


Fig. 1. The principle of adaptive detecting of harmonics.

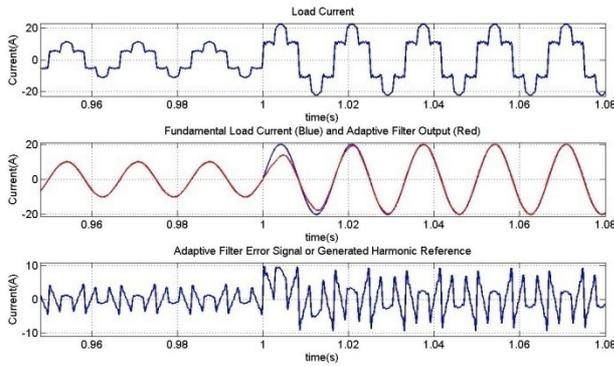


Fig. 3. Simulations results: 100% load current increase with adaptive FIR filter.

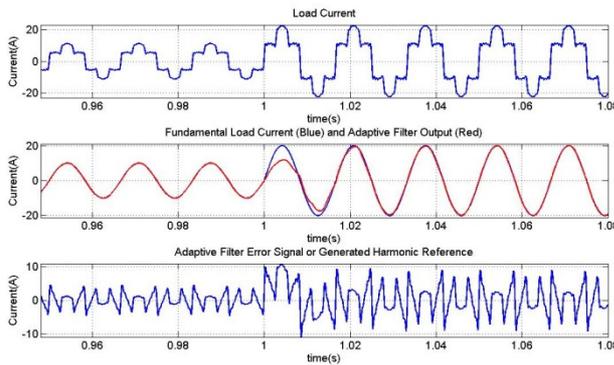


Fig. 5. Simulations results: 100% load current increase with adaptive notch filter.

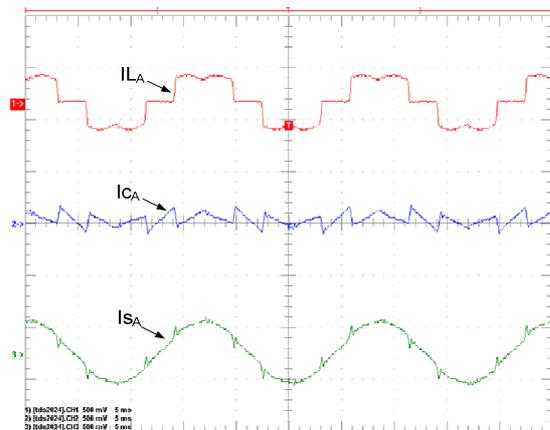


Fig. 7. Experimental results of adaptive FIR filter with a load current of 27A.

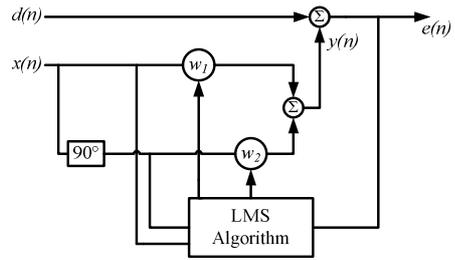


Fig. 2. Adaptive notch filter principle.

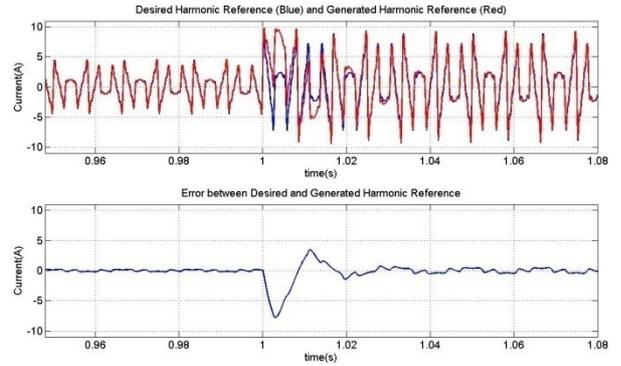


Fig. 4. Error between desired harmonic reference and generated harmonic reference by adaptive FIR filter with load current transient.

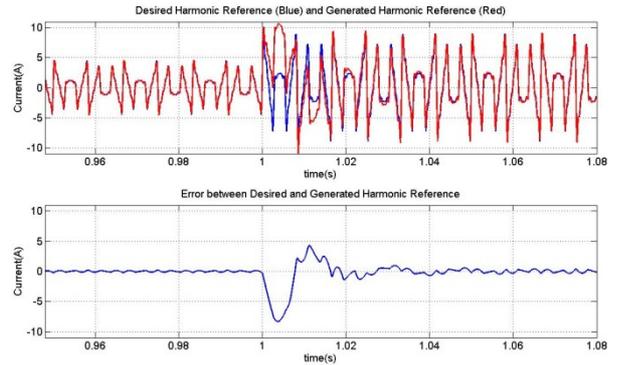


Fig. 6. Error between desired harmonic reference and generated harmonic reference by adaptive notch filter with load current transient.

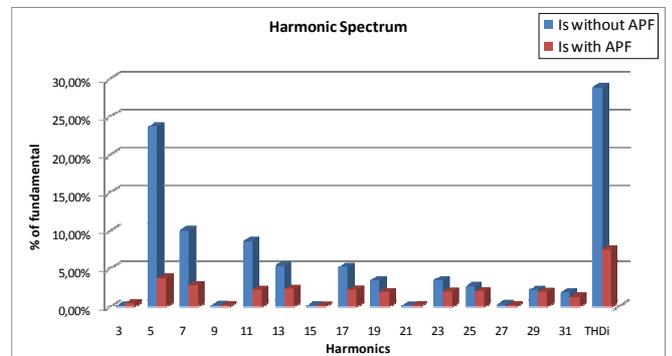


Fig. 8. Source current harmonic spectrum of the adaptive FIR filter.

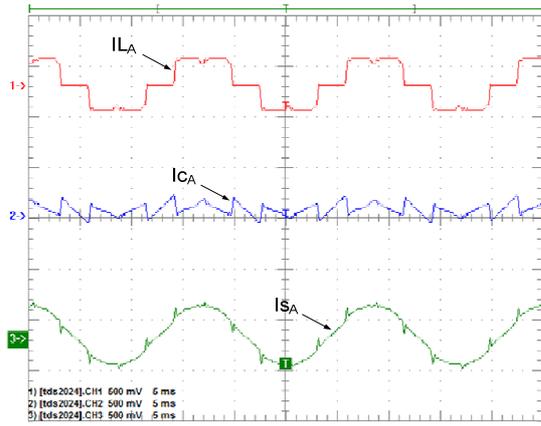


Fig. 9. Experimental results of adaptive notch filter with a load current of 27A.

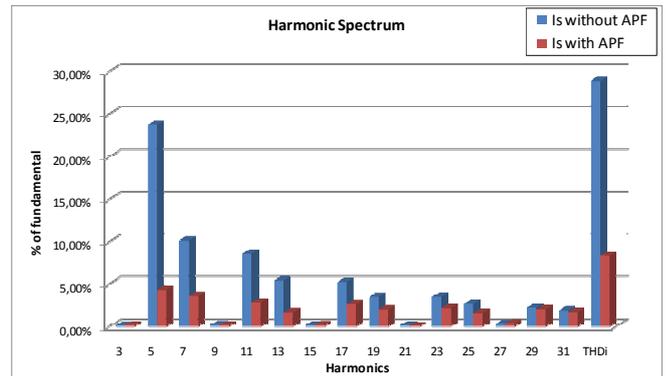


Fig. 10. Source current harmonic spectrum of the adaptive notch filter.

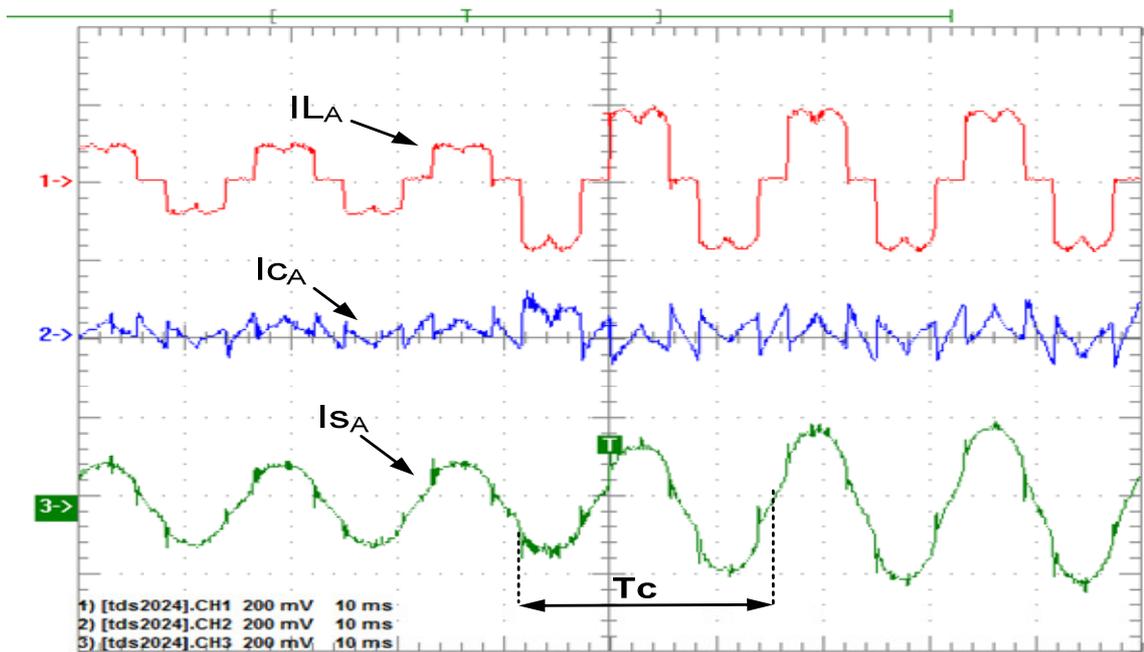


Fig. 11. Experimental results: 100% load current increase with adaptive notch filter.

Improving the Dynamic Response of Shunt Active Power Filter using Modified Synchronous Reference Frame PLL

Carlos Henrique da Silva¹, Rondineli R. Pereira¹, Luiz Eduardo Borges da Silva¹, Germano Lambert-Torres¹, and Bimal K. Bose², *Life Fellow, IEEE*

¹ UNIFEI, Itajuba Federal University
Itajuba, Brazil

² Department of Electrical Engineering and Computer Science,
The University of Tennessee, Knoxville, TN, USA

Email: carloschedas@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br, germano@unifei.edu.br, bbose@utk.edu

Abstract: This paper evaluates an algorithm for three-phase active shunt power filter using a digital PLL based on Modified Synchronous Reference Frame (MSRF). The Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF_PLL) algorithm guaranty fast transient response, robust operation under grid disturbance, noise tolerance and does not use PI controller. Therefore, it improves the transient response and accuracy of compensating harmonic currents. The PLL algorithm is applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter and the system behavior is described in details and the practical results, under load variation and steady stated harmonic compensation, are presented and discussed.

and offers fast lock behavior without PI controller, neither three-phase voltage measurements. The proposed PLL, applied to three-phase utility, uses just the phase-A voltage measurement consequently reducing sensors. Also, voltage unbalance and harmonic distortion does not interfere on PLL behavior and also do not interfere with the harmonic extraction from Synchronous Reference Frame Controller. The proposed strategy doesn't use PI controller in the main loop, so the dynamic response is faster and the sinusoidal outputs are always presents a perfect sinus and cosines, needed as reference signal to SRF controller.

I. INTRODUCTION

The PLL algorithms were proposed to three-phase electric systems, Kaura et al [1], to establish a robust technique based on standard Synchronous Reference Frame SRF, which presents good performance and fast transient response under non-critical distortion level and small unbalance condition. Any situation different from these specifications implies in poor phase synchronization, lock loss, distorted output signal resulting in uncorrected harmonic compensation.

Utility connected systems such as PWM rectifiers, UPS and Active Power Filters has its performance dependent on PLL accuracy, especially those which the controllers are based on SRF.

PLL structures developed with Instantaneous Power Theory have also been proposed and present the same problems.

The literature about PLL presents several algorithms to implement three phase PLL. Most of them uses Synchronous Reference Frame SRF [1][8][9] or Instantaneous Power Theory [3]. Each new proposed strategy tries to achieve a more reliable behavior and faster dynamic response. Therefore, all of them are strictly dependent of the PI controller in the control loop. Under DC offset, harmonic distortion and voltage unbalance the PI controller itself introduces a wrong phase lock, distorted sinusoidal synchronized signal and poor dynamic response [1][2][3][8][9].

The PLL Algorithm used here, described in [10], is based on Modified Synchronous Reference Frame technique (MSRF)

II. THE PLL STRUCTURE

The key idea of the PLL is shown in Fig. 1.

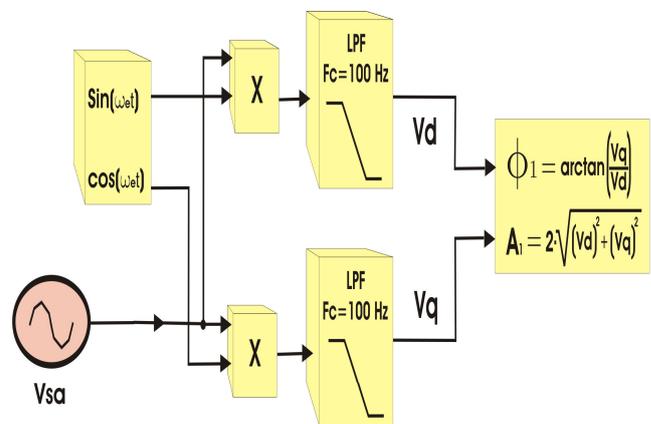


Fig. 1 – MSRF-PLL key Idea

The standard SFR uses the three phase voltages measurements to generate the synchronized sinus and cosines signals by the decomposition of ABC phase voltages in DQ synchronous axes, where only information of Q synchronous axe is used to obtain the phase and the frequency of the grid voltage.

At the same way as the SRF, the MSRF_PLL uses the Q axe information to get the phase and frequency information in order to synchronize the desired signal; therefore it does not need the three phase voltage measurement. Only the phase A voltage measurement is acquired.

The Fig.2 shows the block diagram of the closed loop control of the MSRF_PLL.

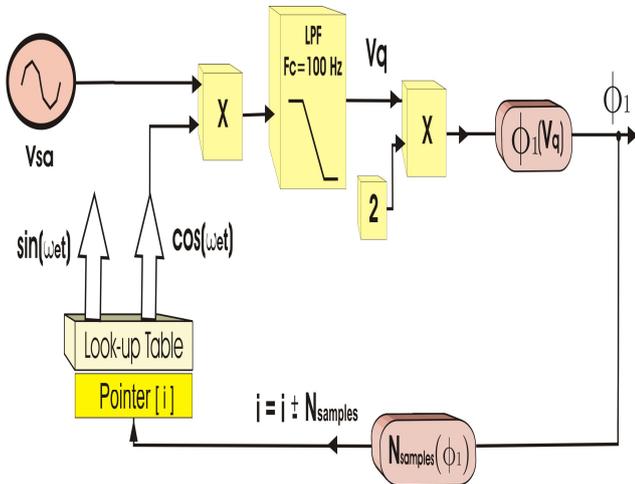


Fig. 2 – MSRF-PLL Closed Loop Control

The sample frequency of the PLL is 40 KHz, which gives 668 samples for each 60Hz fundamental frequency period T. It means, each sample has 0.53 electrical degrees. So, the calculated phase difference ϕ_1 can be directly related to an certain number of samples ($N_{samples}$).

The action to reach the phase lock is taken just shifting the pointer of sinus look-up table (i) by that number of samples ($N_{samples}$) which is proportional to the phase difference ϕ_1 . This procedure guaranty the synchronization between the signal $\sin(\omega_e t)$, generated by the look-up table, and the input signal V_{sa} . It has to be notice that the signals $\sin(\omega_e t)$ and $\cos(\omega_e t)$, generated by the look-up table, are a pure sinusoidal free of distortion, when the system is locked.

The DSP waits for the first zero crossing of the signal V_{sa} , and then starts the MSRF_PLL algorithm. The phase error is calculated every sample time, i.e., each 25 μ sec. The maximum phase error accepted is two electrical degrees or four samples, shifted lead or lag.

The entire PLL algorithm takes just 4 μ sec to do all calculations using the DSP TMS320F2812.

III. THE SHUNT ACTIVE POWER FILTER

The shunt active power filter diagram is shown in Fig.3.

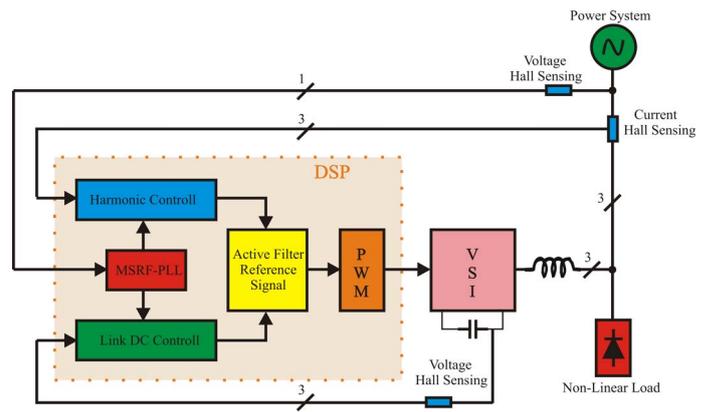


Fig. 3 –Shunt Active Power Filter Block Diagram

The concepts and the behavior of the Shunt Active Power Filter (SAPF) have been extensively described and its effectiveness demonstrated in the literature.

The objective of this work is to evaluate the performance of a shunt active filter based on synchronous reference frame controller using the MSRF_PLL.

The dynamic response, the stability on load variation and the accuracy of the harmonic current compensation are extremely depended on PLL response.

Taking in account that MSRF_PLL signals output are free from harmonic and its transient response is around half cycle of fundamental frequency under severe perturbation on the source voltage, the response of SAPF to load current variation might be as fast as the load stabilizes.

The absence of PI controller in the MSRF_PLL algorithm pushes the dynamic of the system close to the power system parameters.

The Fig.4 shows the synchronizing signal for a 0.5pu sag in the grid voltage. The synchronizing signal, for the SAPF, is not sensible to voltage sag.

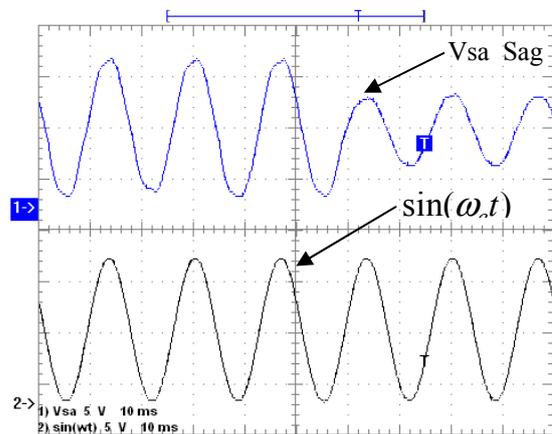


Figure 4 – MSRF-PLL response under a 0.5pu

This effect guarantees that, under voltage source variation, the SAPF DC link voltage control is not affected.

The DC link voltage reference signals, V_{dcA}^* , V_{dcB}^* and V_{dcC}^* (Fig.7) has to be in phase with the related source phase voltage and free from harmonic distortion to keep the link DC voltage constant and free of ripple.

The Fig.5 shows the synchronizing signal, for the SAPF, under severe grid voltage distortion. The clean output signal exhibits its excellent performance.

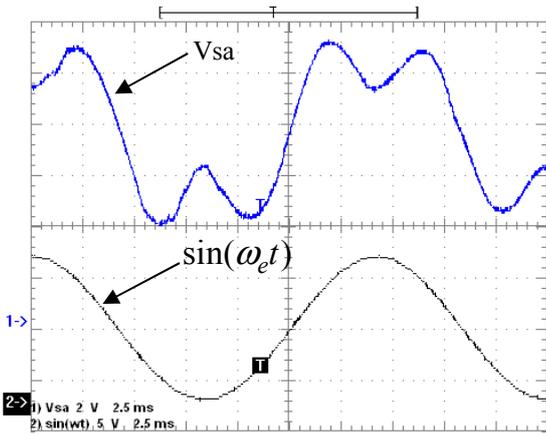


Figure 5 - MSRF-PLL behavior under distorted grid voltage

The non linear characteristic of the SAPF, during the charge and regulation of DC link voltage, consequence of a sinusoidal reference signal, introduces harmonic current to the power system.

The figure 6 shows the current injected to power system, when the DC link is adjusted in 500V and the SAPF is not compensating the system harmonics and the feedback control loop is not active.

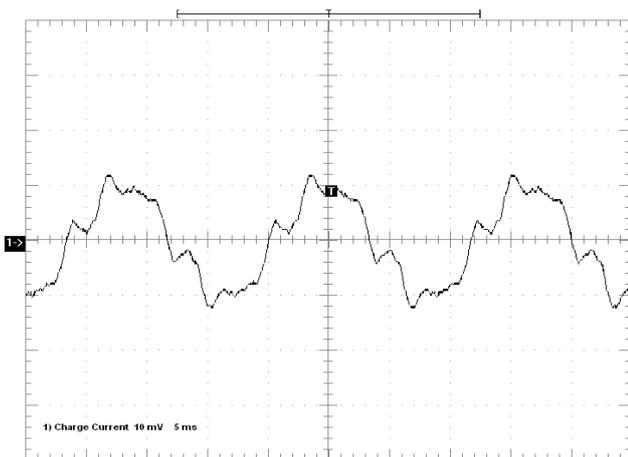


Fig. 6 – Injected Current due SAPF DC link regulation

The SAPF harmonic current reference is obtained from SRF without additional PI controllers, although, the harmonic current compensation works as a feedback loop.

The SAPF is composed by three single-phase full H-bridges voltage source (VSI) type, rated 75kVA, working in 40kHz switching frequency. The DC link voltage is adjusted in 500Vdc. The smooth inductor used to connect the SAPF to power system is 5mH. The harmonic current injection is controlled by a PWM.

The power system voltage is 220V line to line.

The load is a 100kVA, 6 pulse rectifier, CSI type.

The block diagram representing the harmonic current extraction (SRF controller), with DC link voltage controller, is shown Fig.7.

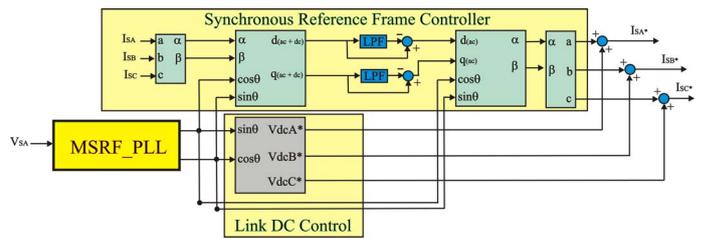


Fig. 7 – SAPF block control

The feedback loop used in this SAPF automatically compensates the dead times of H-bridges the output converters. The Fig.8 shows the current imposed to the source during the regulation of DC link voltage, when the feedback control loop is activated.

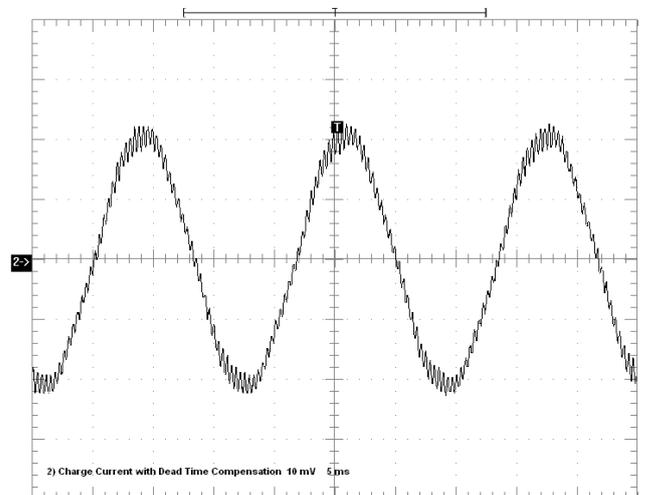


Fig. 8 – Injected Current due automatically Dead Time Compensation

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The Fig.9 shows the behavior of SAPF using the MSRF-PLL to a source current of 15A. The THDi of the source current changes from 29% (before) to 3% after compensation.

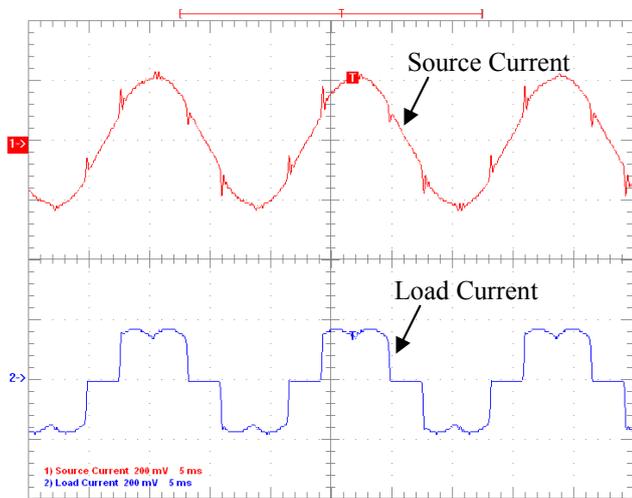


Fig. 9 – SAPF based MSRF_PLL source current compensation to 15A

The comparative harmonic spectrum is shown in figure 10.

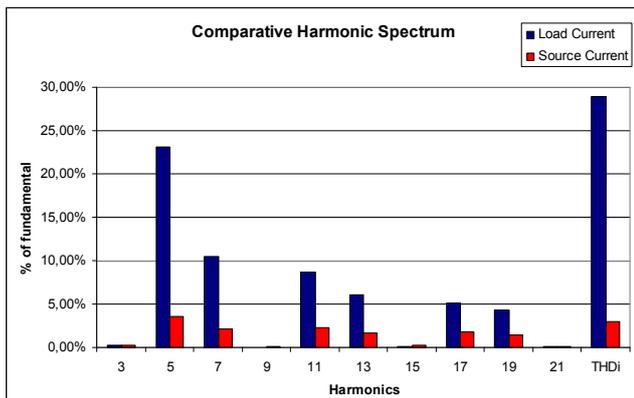


Fig. 10 – Comparative source harmonic current Spectrum to 15A

Fig.11 shows the harmonic mitigation to a 30A source current. The THDi changes from 29% (before) to 3.4% after compensation.

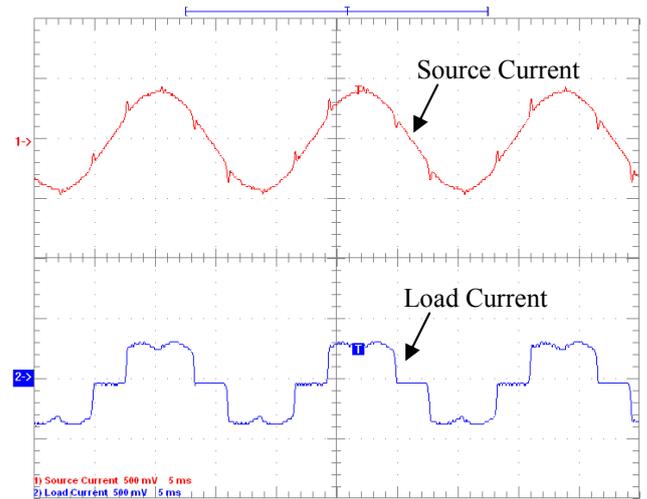


Fig. 11 – SAPF based MSRF_PLL source current compensation to 30A

The comparative harmonic spectrum to a 30A source current is shown in Fig.12.

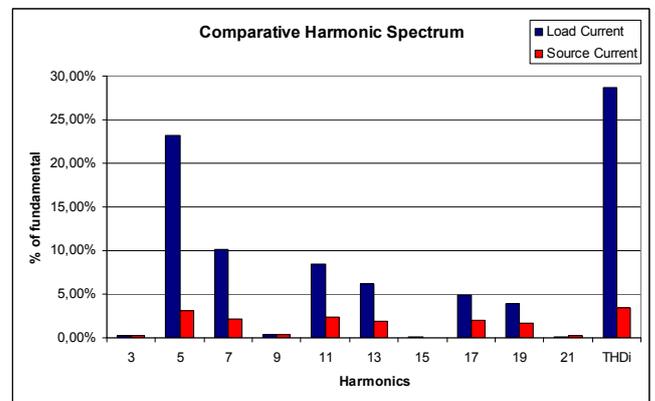


Fig. 12 – Comparative source harmonic current Spectrum to 30A

The THDi calculus is done using 21 harmonics components.

The Fig.13 shows the currents: load current, active power filter current and compensated source current. The currents are related to phase A.

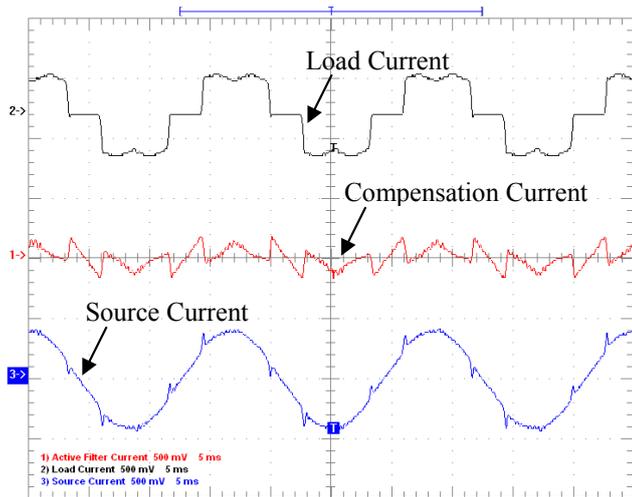


Fig. 13 – SAPF based MSRF_PLL: Phase A system currents

Fig.14 shows the three-phase source current to a load current of 30A.

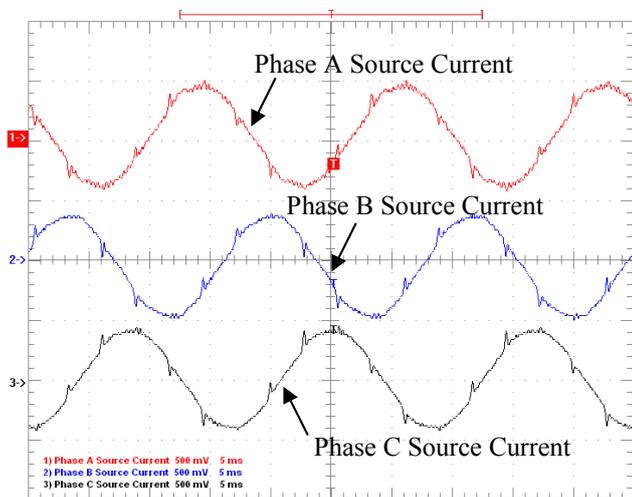


Fig. 14 – SAPF based MSRF_PLL: Three-Phase compensated currents

The following results are related to the transient performance of the SAPF using MSRF_PLL as control strategy.

The Fig.15 shows the load current, SAPF current and the compensated source current to a load current variation of 50%, rising from 12 to 18A (rms).

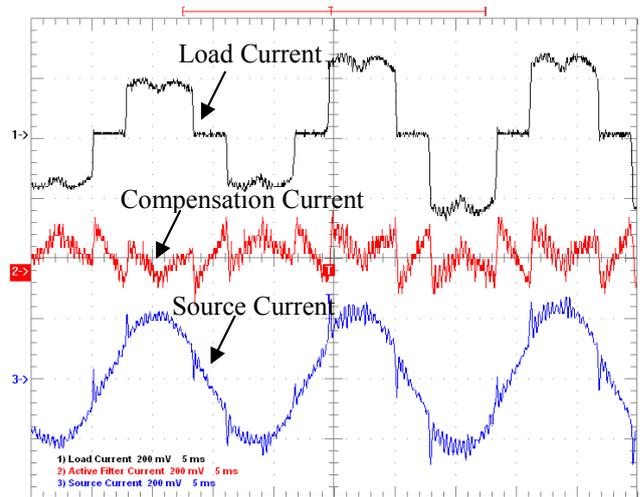


Fig. 15 – SAPF based MSRF_PLL: 50% load variation

Notice that the MSRF_PLL provides a fast lock characteristic and adapts as fast as the load stabilizes. The filter response is so fast that one can not see it in the Fig.15.

The Fig.16 shows the behavior of the SAPF to a heavy load current variation, 100%, rising from 12 to 24A (rms).

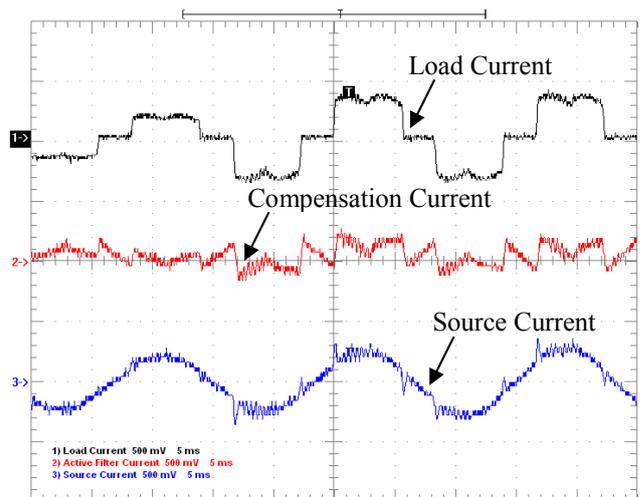


Fig. 16 – SAPF based MSRF_PLL: 100% load variation

The Fig.17 shows a 100% load variation and introduces the voltage source on the figure. The noise immunity of the MSRF_PLL helps to reach a good harmonic reference current extraction.

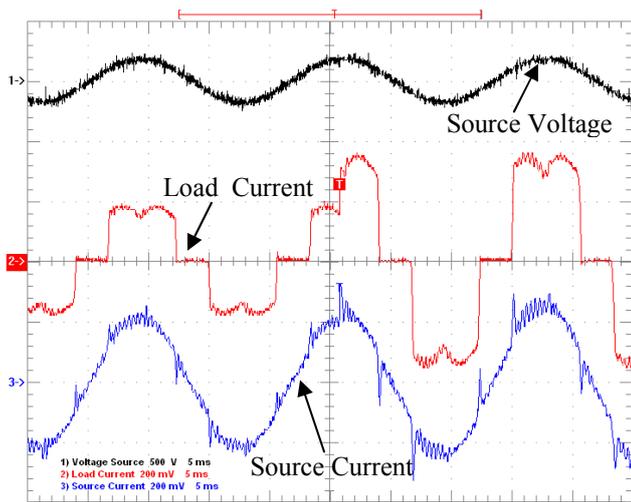


Fig. 17 – SAPF based MSRF_PLL: Voltage source with 100% load variation

V. CONCLUSIONS

The MSRF_PLL applied to Shunt Active Power Filter has shown to be extremely robust under constant load and load disturbance despite what happened in the grid voltage and current.

The dynamic response of the SAPF due the MSRF_PLL, even for a very severe and unusual disturbance, presents a very fast transient response. The algorithm is also noise tolerant, what it is very important in applications where high frequency inverters are used. The Shunt Active Power Filter based on MSRF_PLL was tested under several conditions and the results show the effectiveness of the strategy and the robustness of the algorithm.

The stability and tracking was tested and confirmed under severe harmonic conditions and load fluctuation.

The algorithm is easily implemented in the DSP and no further conditions are demanded.

REFERENCES

- [1] V. Kaura, and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, 1997.
- [2] S.-K.Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems" IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 147, No. 3, May 2000, pp. 213-219
- [3] SILVA, S. A. O., COELHO, E. A. A., "Analysis and Design of a Three-Phase PLL Structure for Utility Connected Systems under Distorted Conditions" Proceedings of Sixty International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON - IEEE, 2004.
- [4] S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon, S.Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [5] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.

- [6] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, Germano L Torres, E. H.Takauti, "Optimizing the Series Active Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current" Proceedings of International Conference on Industrial Electronics IEEE/ISIE, 2007.
- [7] P.C. Tan, D.G. Holmes and R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25kv AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68.
- [8] Sidelmo M. Silva ,Bruno M. Lopes, Braz J. Cardoso Filho, Rodrigo P. Campana, Wallace C. Boaventura "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems" 39th. Industry Applications Society Annual Meeting. IAS2004.
- [9] Licia N. Arruda, Sidelmo M. Silva, Braz J. Cardoso Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems". 36th. Industry Applications Society Annual Meeting, IAS2001, USA, 2001.
- [10] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, R.R.Pereira, "DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame", IEEE IECON07, Taiwan, 2007.

Dead-Time Compensation in Shunt Active Power Filters Using Fast Feedback Loop

Carlos Henrique da Silva¹, Rondineli R. Pereira¹, Luiz Eduardo Borges da Silva¹, Germano Lambert-Torres¹, João Onofre Pereira Pinto², and Se Un Ahn³

1. Itajuba Federal University – Itajuba, Brazil – {carloschedas, leborges, germano}@unifei.edu.br

2. Federal University of Mato Grosso do Sul – Campo Grande, Brazil – jpinto@nin.ufms.br

3. CPFL Energia – Campinas, Brazil – seun@cpfl.com.br

Abstract - In PWM inverters, a time delay between consecutive semiconductor switching is introduced to prevent a short circuit in the DC link. This action causes the dead-time effect, which is detrimental to the performance of inverters. This paper deals with a new technique that speedup the feedback loop in Shunt Active Power Filter, in order to compensate the dead-time effect. A simple method based on an average value theory can be used to compensate this effect. For Shunt Active Power Filters (SAPF), the compensation can be done in two different ways, one for the feedforward configuration and the other for the feedback one. This paper presents both techniques and discusses the details, advantage of the feedback implementation with a new fast feedback loop that guaranties the dead-time compensation and the overall stability. Experimental results are presented showing the effectiveness of the proposed technique.

Index Terms – Dead-time effect compensation, harmonic distortion, pulse width modulation inverters, shunt active power filter.

I. INTRODUCTION

Modulation techniques are based on the assumption that switching elements of the inverter operate in an ideal manner, it means, they switch on and switch off exactly at the instants the control signal dictates.

In inverters, the finite turn-off time may cause a short circuit on the DC link at the instant of switchover between the two elements connected in series across the DC link. So, it is important to add a time delay in the control signals to avoid the conduction of the two switches, in the same branch, at the same time. This delay, known as dead-time, lasts for some microseconds.

Therefore, the dead-time, necessary to avoid the DC link short circuit, also produces distortion and amplitude reduction in the inverter output voltage [1-5]. The dead-time effect results in a momentary loss of control, and the inverter output voltage waveform deviates from the desired voltage originally intended.

These characteristics are absolutely undesirable for Active Power Filters. For example, when a 60Hz voltage is generated to charge the Active Power Filter DC link, low order harmonics (3rd, 5th, 7th) are injected as consequence of the dead-time. This distortion in the filter output is completely undesired in final action of Shunt Active Power Filter (SAPF)

compensation; where the main objective is mitigate harmonics created by the non-linear load.

This paper presents a new technique to solve the dead-time effect based on a feedback configuration. The strategy is based on Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF-PLL) [6, 7], where the feedback loop is speedup and the dead-time is automatically compensated. The technique do not use PI controller in PLL structure neither in overall Active Filter feedback loop. Even with the absence of PI controller in the loops, the filter stability is guaranty and the steady state error keeps the THD smaller than IEEE 519 requirement.

II. THE DEAD-TIME EFFECT

The Fig. 1 shows one leg of one phase of a PWM inverter, where a power semiconductor is used as switching element. The PWM control signal drives the power semiconductors T1 and T2, through the base drive signals shown in Fig. 2. The rising edges of the drive signals are delayed by the time delay t_d from the ideal signals.

Both power semiconductors cease to conduct during the time delay and the output terminal a seems to be floating. Then the current i_a flows through the freewheeling diodes $D1$ or $D2$, depending on the direction of the current flow. When the current flows toward the load ($i_a > 0$), the diode $D2$ conducts, and a negative voltage will appear at the output terminal. In addition, for the current flowing toward the inverter, the positive voltage appears at the output through $D1$. As result, the output voltage deviates from the ideal PWM waveform by the amount shown by the dashed areas in Fig. 2.

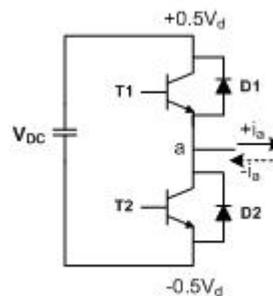


Fig. 1. One leg of one phase of a PWM inverter.

During the time delay, the output voltage cannot be controlled by drive signals, but it is determined by the load

condition, i.e., the direction of the current flow. Although the load condition is subject to change, it can always be said that the voltage deviation, due to the time delay, opposes the current flow in either direction. Therefore, the voltage deviation pushes the magnitude of the current to be smaller than expected. This brings to the inverter implementation one of the most important effect of the time delay: a diminishing in the effective output voltage of the inverter.

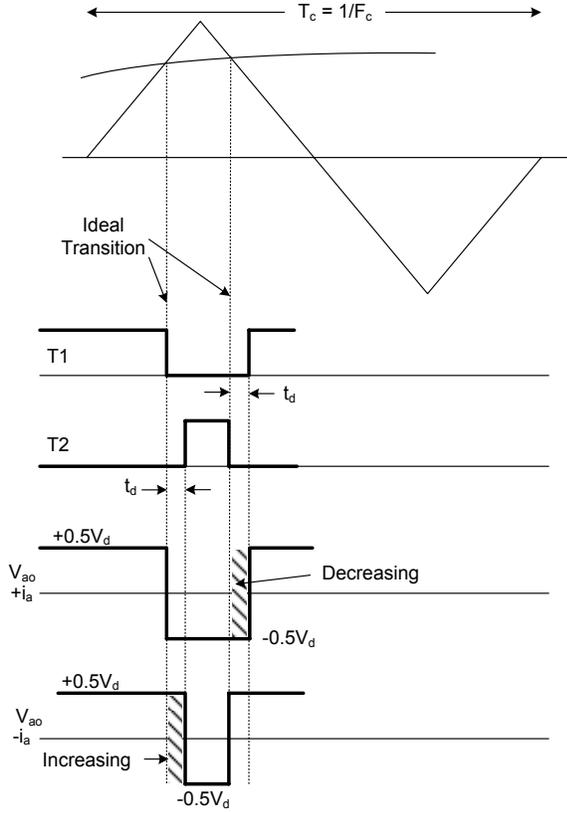


Fig. 2. PWM control signals with dead-time effect.

Another also important effect, mention before, concern with the harmonics. For each pulse of the output voltage, the voltage deviation shortens or lengthens the pulse duration according to the current direction, and the output voltage cannot be the same with the original PWM control signal. As natural consequence, it appears undesirable harmonic components in the output voltage, which cause overall distortion of the inverter output waveforms.

III. FEEDFORWARD DEAD-TIME COMPENSATION METHOD

When the current is positive, flowing to the load, the switching from T2 to T1, with a time delay t_d , decreases the inverter output voltage. The other situation, when the current is negative, flowing from the load, the switching from T1 to T2, increases the output voltage. The Fig.2 shows this effect.

The cumulative effect of repetitive time delays (the dead-time effect) can be evaluated by averaging voltage deviations over each positive and negative half cycle of the current.

Since the deviation for each pulse Δe is measured by (see Fig. 2).

$$\Delta e = T_d V_d$$

The average voltage deviation over a half cycle of the inverter output ΔV is given by

$$\Delta V = \frac{MT_d}{T} V_d \quad (1)$$

Where:

- V_d - Magnitude of DC link voltage.
- M - Number of switching per one cycle.
- T - length of one cycle.

In (1), MT_d , is the sum of all time delays over the cycle. So, it can be said that the average voltage deviation, with respect to DC link voltage, is equivalent to the ratio of the all dead-times through entire length of one cycle.

Fig. 3 describes how the average voltage deviation appears in the waveform of the inverter output voltage. In this figure, V_{ref} represents the ideal fundamental output voltage of the inverter, as result of an ideal PWM. If the inverter feeds an inductive load, the current i_a lags behind V_{ref} by an angle Φ . Since the dead-time increases (decreases) the inverter output voltage for the negative (positive) half cycle of the current, the average voltage deviation over an entire cycle can be represented by Fig. 3 as the square wave ΔV , which is 180° out of phase with the current. The magnitude of the square wave is ΔV , which is given by (1).

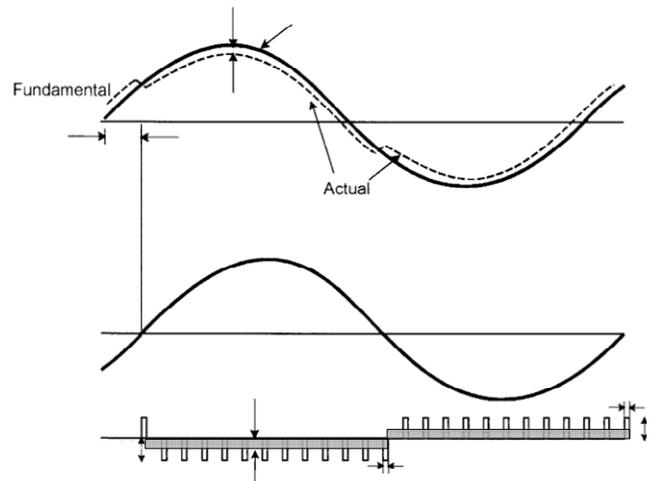


Fig. 3. Dead-time effect on output voltage wave.

Compensation of dead-time effect can be achieved with a method based on an average value theory [1, 2]. In this method the compensation is done modifying the reference wave according to the direction of load current.

This is accomplished by modifying the actual reference voltage to be $V_{ref} + \Delta V$ when the current is positive and $V_{ref} - \Delta V$ when the current is negative. The implementation of the method requires a good estimate of the required correction voltage as well as an accurate knowledge of the polarity of the current.

The methodology described above is commonly used in pulse width modulation voltage-source inverter drives and also should be used in a Shunt Active Power Filter with a

feedforward configuration (the current is measured on the load side).

The dead-time effect is dependent of the PWM modulation index (m) [2]. This dependence reflects directly in the charge and regulation of Active Filter DC link voltage.

An important aspect to be notice is the fact that, the correct harmonic current compensation is close related in a fix DC link voltage. However, the DC link voltage changes accord to the amount of the harmonic current being mitigated, to an established modulation index. To cope with a floating DC link voltage, it is necessary to play with the modulation index value all of the time.

Average dead-time compensation techniques rely on direct current measurements to determine the sign of the compensation needed. Because of PWM noise and current clamping around the zero crossing, accurate measurement of the current polarity is very challenging. To overcome this difficulty a transformation, similar to standard synchronous reference frame transformation is used, named Modified Synchronous Reference Frame [6, 7].

With this method is possible to isolate the fundamental component of the current and find its correct polarity, independent of the phase displacement between the current and voltage.

To demonstrate this technique an experimental test was realized. The algorithm was implemented in the Digital Signal Processor TMS320F2812. The PWM inverter was connected to a 12Ω resistor in series with a 6.2mH inductor. The carrier frequency ($f_c = 1/T_c$) was 20kHz .

The Fig. 4 presents the voltage waveform without dead-time effect compensation (in blue) and the result of the dead-time effect compensation (in red), for a modulation index of 0.25.

The Fig. 5 shows the voltage waveform without dead-time effect compensation (in blue) and the result of the dead-time effect compensation (in red), the modulation index was 0.3.

The Fig. 4 shows an average voltage deviation (ΔV) of 0.086. The Fig.5 shows a better result for the average voltage deviation ΔV altered to 0.11.

The results presented demonstrate the action of the correct compensation, mitigating the distortion in the voltage signal created by the dead-time effect.

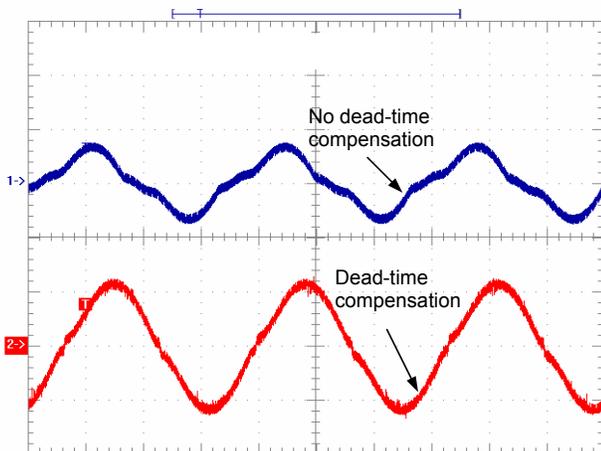


Fig. 4. Load Current with and without dead-time compensation, $m = 0.25$.

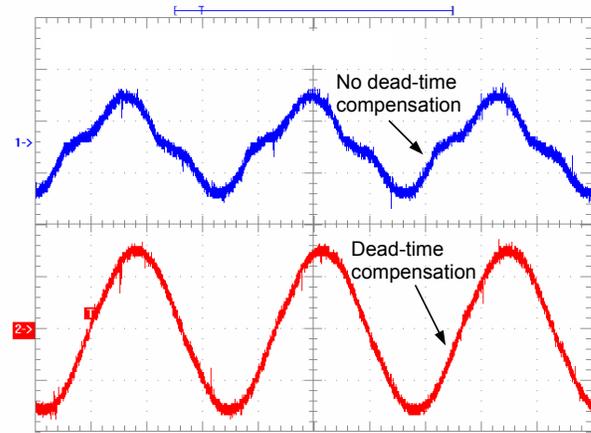


Fig. 5. Load Current with and without dead-time compensation, $m = 0.3$.

IV. FEEDBACK DEAT-TIME COMPENSATION METHOD

Another compensation method is based in the fact that the inverter output voltage contains, in addition to the fundamental and switching frequency components, the characteristic harmonics of the square wave ΔV (Fig. 3).

This method is based in the measure of the harmonics present in the current signal, using the Synchronous Reference Frame structure shown in Fig.6. Then, the harmonics content are injected, with opposite phase, to compensate the current distortion.

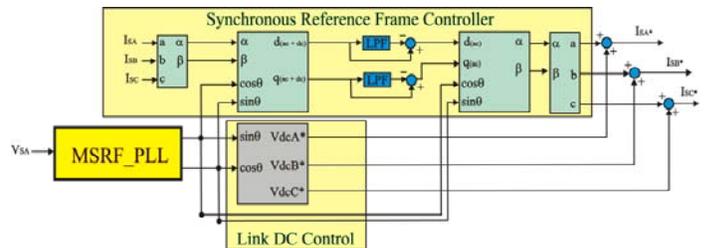


Fig. 6. The control block of Shunt Active Power Filter.

This method was applied in a Shunt Active Power Filter (SAPF) with a feedback configuration, as presented in Fig. 7. The main objective is to compensate the dead-time effect present in the 60Hz voltage generated to charge the Active Power Filter DC link. The distortion due to dead-time effect is totally unacceptable for Shunt Active Power Filters, undesirable harmonics, besides those generated by the non-linear load, are injected in the power system.

The configuration shown in Fig. 7 yielded efficient results in the compensation of a non-linear load of 50kVA , 6 pulse rectifier, CSI type.

The Fig. 8 shows the current injected to power system, when the DC link is adjusted in 500V , the Shunt Active Power Filter is not compensating the load harmonics and the feedback control loop is not active.

V. CONCLUSION

The implementation of the dead-time compensation based on the average value theory, when applied in SAPF, do not produce an efficient harmonic mitigation and is very time consuming concerning to the DSP computation time even when combined with the Modified Synchronous Reference Frame. The implementation of the dead-time compensation applied in the feedback configuration shows an automatic and fast adjustment of the problem. The control algorithm of the Shunt Active Power Filter copes with entire harmonic content of the source current even as dead-time distortion. The MSRF-PLL is responsible for the fast response and the close loop stability, producing very good results, overcoming all the problems of noise and zero crossing detection. All results were obtained with the algorithms implemented in the Texas Instruments Digital Signal Processor TMS320F2812 and the shown practical results confirm the expectations.

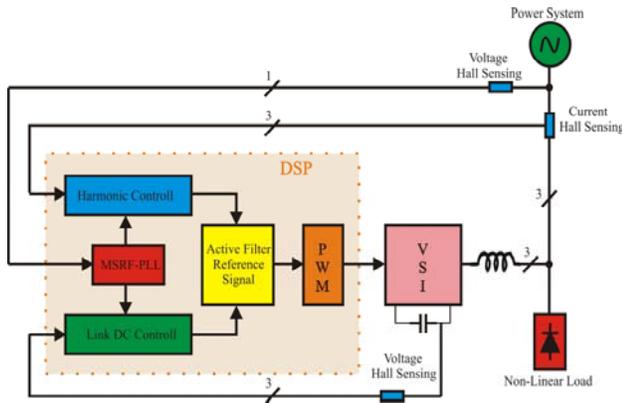


Fig. 7. Shunt Active Power Filter block diagram.

The feedback loop used in this Shunt Active Power Filter automatically compensates the dead-time effect. The Fig. 9 shows the current imposed to the source during the regulation of DC link voltage, when the feedback control loop is activated.

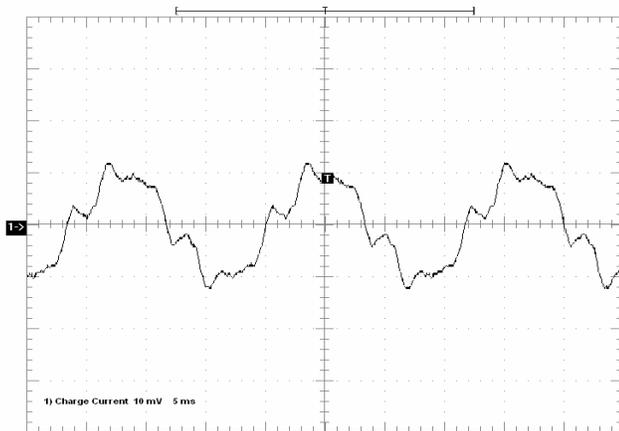


Fig. 8. Injected current due SAPF DC link regulation.

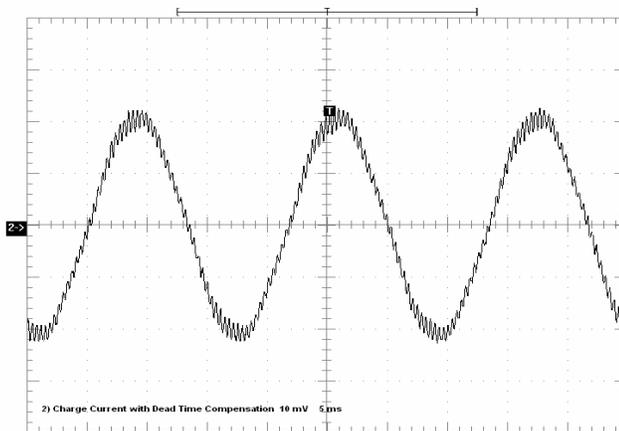


Fig. 9. Injected current when the dead-time is compensated.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors gratefully acknowledge the CNPq, a Brazilian research funding agency, CAPES, in the form of research scholarships, FAPEMIG, a Minas Gerais State research funding agency, and the Itajuba Federal University which supported this work.

REFERENCES

- [1] A. R. Muñoz and T. A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, July 1999.
- [2] S. G. Jeong and M. H. Park, "The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, pp. 108-114, April 1991.
- [3] B. K. Bose, Ed., *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002.
- [4] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 23, pp. 881-886, Sept./Oct. 1987.
- [5] J. L. Lin, "A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 4, April 2002.
- [6] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" *Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON*, 2006.
- [7] C. H. da Silva, V. F. da Silva, L. E. Borges da Silva, G. Lambert-Torres, R. R. Pereira, "DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame", *IEEE IECON07*, Taiwan, 2007.

Modified Synchronous Reference Frame Strategy for Single Phase Hybrid Active Power Filter

Carlos Henrique da Silva¹, Rondineli R. Pereira¹, Luiz Eduardo Borges da Silva¹, Germano Lambert-Torres¹, João Onofre Pereira Pinto², and Edson Hideki Takauti³

1. Itajuba Federal University – Itajuba, Brazil – {carloschedas, leborges, germano}@unifei.edu.br

2. Federal University of Mato Grosso do Sul – Campo Grande, Brazil – jpinto@nin.ufms.br

3. Bandeirante Energias do Brasil – São Paulo, Brazil – hideki@enbr.com.br

Abstract—This paper evaluates a hybrid active series power filter (HASPF) based on the Modified Synchronous Reference Frame, when the third harmonic passive filter is the chosen compensator at first. The performance of the system is compared with and without the active compensation. The practical results exhibits as close a passive filter can be tuned to an absolutely compensation. The algorithm of the HASPF is executed by the DSP TMS320F2812, and the inverter switching frequency is 20 kHz.

Index Terms—hybrid active filter, DSP, passive filter, SRF, MSRF_PLL.

I. INTRODUCTION

The Hybrid Active Series Power Filters (HASPF) are generally composed by one Active filter (AF) associated in series with a tuned passive filter (PF), [1-3]. These active filters have the ability to cancel the harmonic voltage produced due the non-negligible impedance of passive filter (PF), thus providing a low impedance branch of harmonic currents. It is well known that tuned passive filters efficiency is dependent of source equivalent impedance. In this way, the active filter associated with passive one tends to improve the passive filter action, creating an ideal harmonic impedance to load harmonics current, i.e., a severe harmonic short circuit.

To achieve the ideal passive filter tuning, the control strategy is crucial, in other words, the hybrid filter efficiency depended on it.

A new control strategy, using the Modified Synchronous Reference Frame (MSRF), is proposed in this work to control the action of the hybrid active series filter. The harmonic frequency tuning improvement is done just for that specific harmonic of the passive filter and the result of this methodology is the absolute filter.

The strategy is developed and the practical results are confirmed on a single-phase prototype using the DSP TMS320F2812 as control unit.

II. HYBRID SERIES ACTIVE FILTER PRINCIPLE

The Fig.1 shows an equivalent Hybrid Active Series Filter circuit which combines active filter and passive filter.

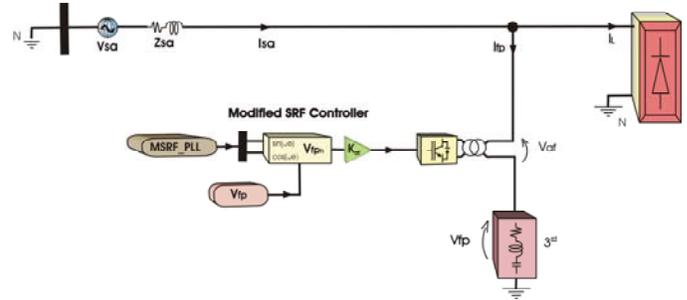


Fig. 1 . Hybrid Active Series Power Filter

The Active filter AF1 is assumed as a controllable voltage source controlled, in such a way, to guaranty it's invisibility at the fundamental frequency and a harmonic voltage at specific harmonics frequency. The command of instantaneous voltage of active filter AF1, V_{af} , is given by

$$V_{af} = -K_{af} \cdot V_{fh} \quad (1)$$

Here, K_{af} is a gain and V_{fh} is the harmonic voltage existing in the terminal across the passive filter. The total equivalent impedance (Z_{af}) of the passive filter (Z_{pf}) plus the active filter ($K_{af} Z_{pf}$), which are connected to each other in series, obtained from Fig 1, is calculated by (2).

$$Z_{af} = (1 - K_{af}) \cdot Z_{pf} \quad (2)$$

The active filter AF has the ability to cancel the harmonic voltage which appears due the non-negligible impedance of passive filter (PF), thus providing a low impedance branch for harmonic currents. Since K_{af} is unity under an ideal control condition, V_{af} is given by

$$V_{af} = V_{sh} \cdot (Z_f / Z_s) + Z_{fh} \cdot I_{lh} \quad (3)$$

III. THE SINGLE PHASE HYBRID SERIES ACTIVE FILTER

The system under test is built with a full-bridge single-phase rectifier as load, connected to a 30Ω resistance and 100mH inductance fed by a 127Vrms phase-neutral voltage. The hybrid active filter transformer turn ratio is 1:4 ($110/440\text{V}$), series connected to third harmonic passive filter ($L3 = 22.5\text{mH}$ and $C3 = 35\mu\text{F}$). The inverter switching frequency is 20kHz . The active filter DC link voltage is regulated to 440Vcc .

The strategy, called Modified Synchronous Reference Frame MSRF, used to extract the harmonic components from the passive filter voltage (V_{pf}), is an adaptation of the standard three-phase Synchronous Reference Frame (SRF) applied to single-phase systems. This technique was developed in details in [4-6]. The Fig.2 summarizes the technique.

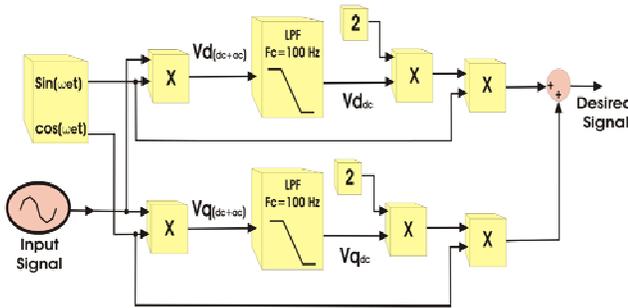


Fig. 2 . MSRF to filter out the fundamental current wave form

The method consists in multiply the measured signal, simultaneously, by the functions sine and cosine in a chosen frequency [7]. This strategy reaches the same effect of transforming a component, in a certain frequency, in a dc component letting the others as ac quantities. After the resulting signal pass through a low-pass filter, it is inversely transformed to provide the desired harmonic component. Those modules, transformations and filtrations, can be used to extract a specific harmonic component. So, the outputs for each specific frequency must be added to produce the current harmonic reference to the active filter [4].

The third harmonic voltage across the passive filter terminal is obtained using the MSRF. It has to be notice that, the extracted harmonic component corresponds to the characteristic frequency of passive filter.

The Hybrid Active Series Power Filter (HASPFP) uses a double PLL arrangement. The first one is synchronized to source voltage (V_s), and the second synchronized to passive filter voltage (V_{pf}). It is justified due occurrence of phase displacement between V_s and V_{pf} .

Before the hybrid active power filter starts compensation, the voltage through passive filter terminals is null and the HASPFP has to be synchronized to source voltage. Once initiated the charge of HASPFP DC link, the voltage through the passive filter (V_{pf}) tends to be equal the source voltage V_s . In order to avoid active power consumption due phase displacement between V_s and V_{pf} , the compensation algorithm must be synchronized to V_{pf} , which demand for double PLL. The PLL algorithm, used on this development, is

called Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF_PLL), well explained in [6], and illustrated in Fig 3.

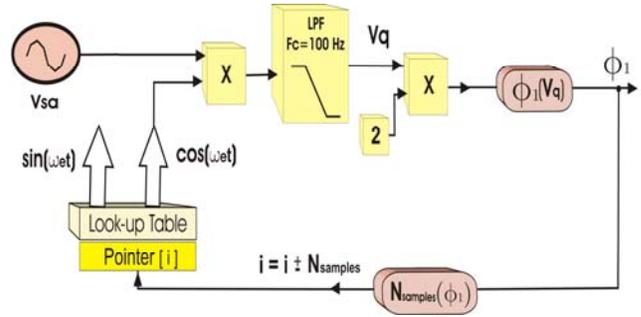


Fig. 3 . Block diagram of actual MSRF-PLL

The PLL algorithm offers fast lock behavior and do not need three-phase voltage measurements. The proposed strategy doesn't use PI controller in the main loop, so the dynamic response is faster and the sinusoidal outputs always presents a perfect sinus and cosines, needed as reference signal to SRF based controller.

IV. PRACTICAL RESULTS ON HASPF IMPLEMENTATION

The Fig.4 shows the power system signals (voltage and current) before the HASPF starts compensating. The THDi of load current is 36.85% , and when the passive filter is connected the THDi is reduced to 29.5% (depicted in Fig.4).

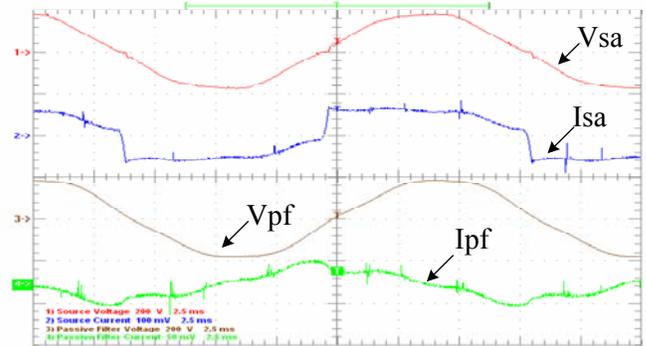


Fig. 4 . Power System waveforms without active compensation

The Fig. 5 shows the source harmonic spectrum (I_{sa}) before the active compensation.

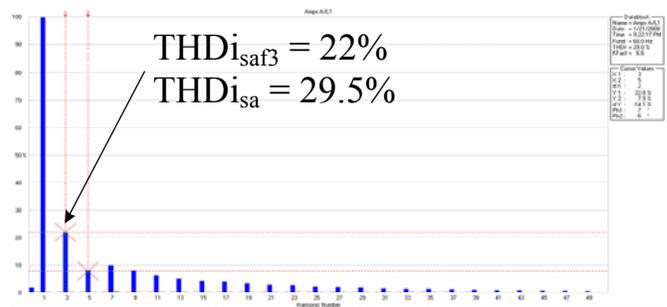


Fig. 5 . Source Current Spectrum under passive filtering

The Fig. 6 shows the passive filter current before active compensation. The distorted current is result of the passive filtering action, which reduce the THDi of source harmonic current in 7.4%.

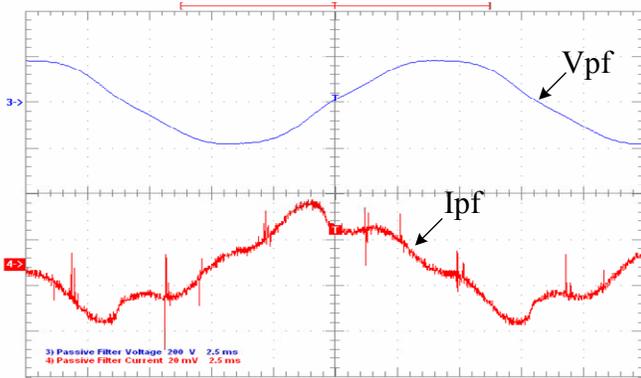


Fig. 6 . 3rd Passive Filter Voltage and Current

The Fig. 7 shows the current spectrum of the passive filter.

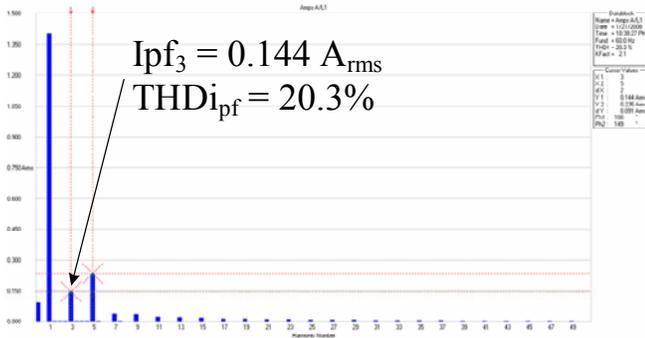


Fig. 7. 3rd Harmonic passive filter current spectrum

As mentioned, the HASPF intend to increase the efficiency of the third harmonic passive filter providing, for the 180Hz current signal, a low impedance branch. The control strategy is responsible to adjust the tuning of the passive filter.

The Fig. 8 shows the system voltages and currents after HASPF turned on. The distorted current that remains in the source presents a THDi of 19% after the third active harmonic compensation. It was 29.5% when pure passive compensation was performed.

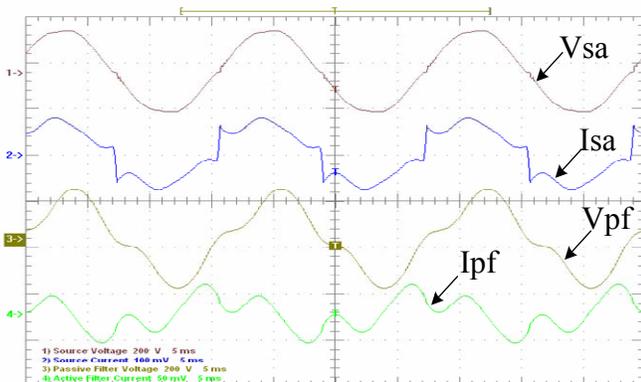


Fig. 8 . Power System waveforms with active compensation

The Fig 9 shows the source current spectrum, free from harmonic currents of 180Hz. It has been reduced from 22% to 0.4%. The 180 Hz current expressed in amperes, fallen from 1.2 A to 0.02 A rms.

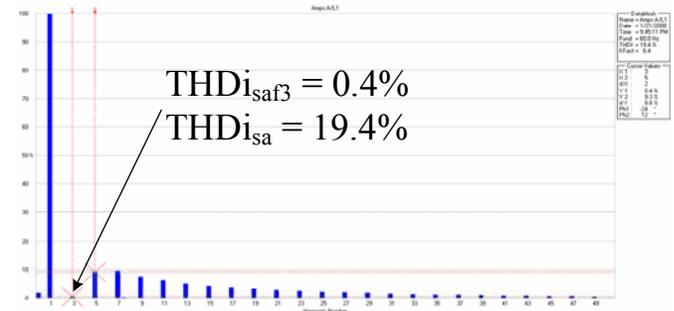


Fig. 9 . Source Current Spectrum under active filtering

The Fig.10 shows, after active compensation, the source current, HASPF current and load current. One has to notice that the current in active filter branch increases and become more distorted.

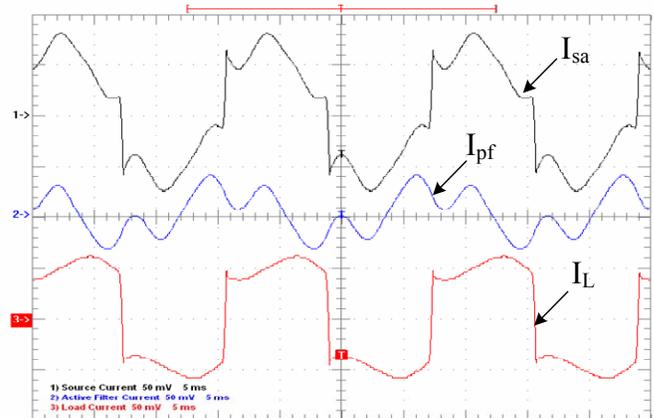


Fig.10 . System Currents during HASPF filtering

The Fig. 11 shows the active filter current spectrum. The high current distortion represents the tuning of hybrid filter. When the filter turns-on it goes as close as possible to a harmonic short-circuit. The passive filtering action has been improved with the THDi changing from 20% to 76.6%.

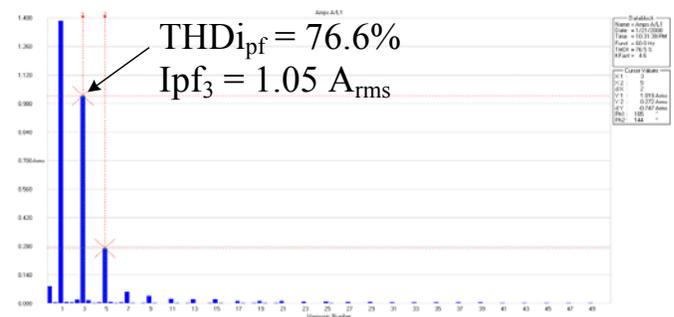


Fig. 11. 3rd Harmonic Hybrid filter current spectrum

The 180 Hz passive filter voltage and current are shown in Fig.12 after active compensation started. Expressed in amperes, the third harmonic current value raise from 0.15(Arms), when the active filter was not working, to 1.05(Arms), when it is working.

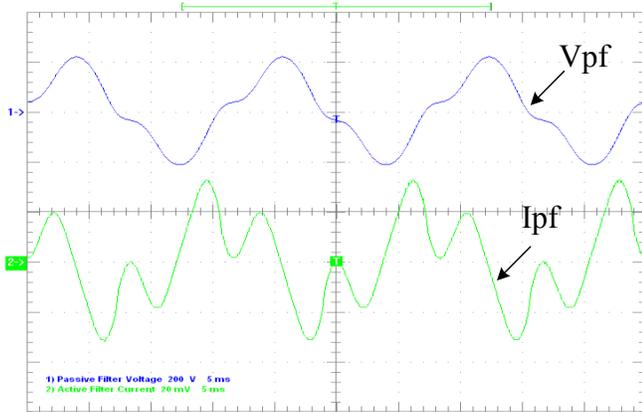


Fig.12 . 3rd Passive Filter Voltage and Current under active mitigation

The Fig.13 and Fig.14 compares the THDi of source current, before and after the compensation, respectively.

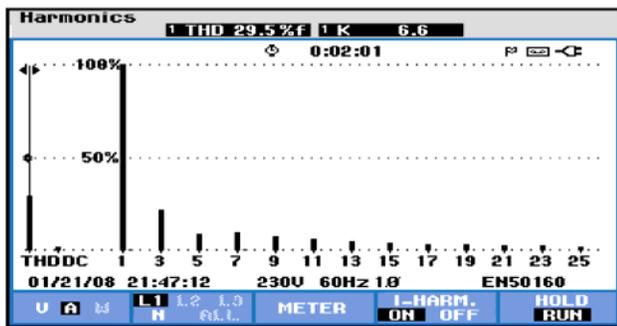


Fig. 13 . Source Current Spectrum - Passive Mitigation

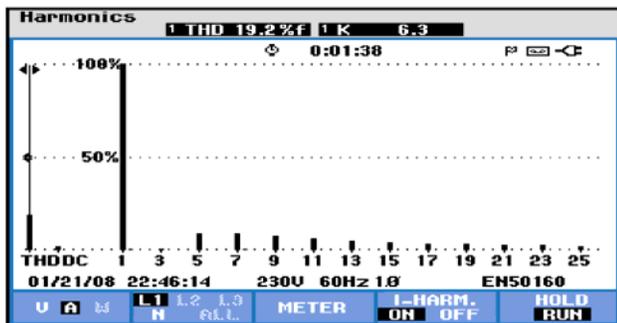


Fig. 14 . Source Current Spectrum - Active and Passive Mitigation

V. CONCLUSIONS

The technique applied to the hybrid active series filter and the HASPF by itself shows the excellent performance to harmonic current compensation issue. The drawbacks inherent to passive filter compensation are eliminated and the compensation characteristics of already installed passive filter are significantly improved. The DSP as control unit is essential. The strategy also can be extended to others harmonic passive filter, or to three-phase power system.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors gratefully acknowledge the CNPq, a Brazilian research funding agency, CAPES, in the form of research scholarships, FAPEMIG, a Minas Gerais State research funding agency, and the Itajuba Federal University which supported this work.

VI. REFERENCES

- [1] S.Bhattacharya, D.M.Divan, B.Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter" EPE Conf. Record,1991, Vol 3,pp 30-35.
- [2] S.Bhattacharya, D.M.Divan "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System" IEEE/IAS Conf. Record,1995, pp 2531-2540.
- [3] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems" IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1570-1575, 1995.
- [4] C. H. da Silva, V. F. da Silva, L. E. Borges da Silva, G. Lambert-Torres, E. H. Takauti, "Optimizing the Series Active Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current " Proceedings of International Conference on Industrial Electronics IEEE/ISIE, 2007.
- [5] C. H. da Silva, V. F. da Silva, L.E. Borges da Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.
- [6] C.H. da Silva, V.F. da Silva, L.E. Borges da Silva, G. Lambert-Torres, R.R. Pereira, "DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame", IEEE IECON07, Taiwan, 2007.
- [7] S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon, S.Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.

COMPENSAÇÃO DE DEAD-TIME EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELO

Carlos Henrique da Silva, Rondineli R. Pereira, L. E. Borges da Silva, G. Lambert Torres
UNIFEI, Federal University of Itajuba
Itajuba, Brazil

carloschedas@unifei.edu.br, rondi@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br, germano@unifei.edu.br

Abstract – In PWM inverters, a time delay is introduced to prevent a short circuit in the DC link. This action causes the dead-time effect, which is detrimental to the performance of inverters. This paper deals with the dead-time effect in pulse width modulated (PWM) inverters applied in a Shunt Active Power Filter. The simulation and experimental results show the distortion and amplitude reduction of the inverter output voltage in consequence of this effect. A simple method based on an average value theory can be used to compensate this effect, but as it can be seen, for the Shunt Active Power Filter (SAPF), the compensation can be done in two different ways, one for the feedforward configuration and the other for the feedback one. This paper presents both techniques and discusses the details, advantage and drawbacks concerning the implementations.

Keywords – Dead-time effect compensation, pulse width modulation inverters, shunt active power filter.

I. INTRODUÇÃO

A maioria das técnicas de modulação propostas estão baseadas no fato de que os elementos de chaveamento dos conversores de potência operam de forma ideal, ou seja, eles fazem a comutação entre ligado e desligado exatamente no instante ditado pelo controle.

Em conversores reais, durante o tempo de desligamento do semiconductor de um ramo, é bem conhecido a possibilidade de ocorrer um curto circuito no capacitor CC do conversor. Desta forma, é muito importante introduzir artificialmente um atraso entre os sinais de controle de forma a evitar a condução de dois semicondutores, do mesmo ramo, ao mesmo tempo. Este atraso, conhecido como *dead-time*, dura apenas alguns microssegundos.

Assim sendo, o *dead-time* é absolutamente necessário para evitar que aconteça um curto-circuito franco no capacitor do circuito CC do conversor, porém ele introduz uma distorção e uma redução de amplitude da onda de saída do conversor [1]-[5].

O efeito do *dead-time* resulta em uma perda momentânea de controle onde a tensão de saída do conversor se desvia do valor originalmente desejado pelo sistema de controle. Esta característica é absolutamente indesejável e intolerável no que se refere aos Filtrros Ativos de Potência. Por exemplo, quando se deseja que o Filtro Ativo forneça uma tensão de 60Hz para carregamento do capacitor do conversor, harmônicas de baixa ordem (3^o, 5^o, 7^o) são inseridas no sistema como consequência do *dead-time*. Esta distorção na saída do Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) é completamente inapropriada, pois compromete em muito o objetivo final que é mitigar os harmônicos criados por cargas não lineares.

II. O EFEITO DO DEAD-TIME

A Fig. 1 mostra a perna de uma fase do inversor PWM, em que o semiconductor de potência é utilizado como elemento de chaveamento. O sinal de controle do PWM conduz os semicondutores T1 e T2, através dos sinais de comando apresentados na Fig. 2. A borda de subida dos sinais de controle são atrasadas por um tempo t_d dos sinais ideais.

Ambos semicondutores de potência param de conduzir durante o tempo de atraso e a saída do terminal *a* aparenta estar flutuando. Então a corrente i_a flui através dos diodos de roda livre *D1* e *D2*, dependendo da direção da corrente. Quando a corrente flui em direção a carga ($i_a > 0$), o diodo *D2* conduz, e uma tensão negativa irá aparecer no terminal de saída. Já para a corrente fluindo na direção do inversor, uma tensão positiva irá aparecer na saída sobre *D1*. Como resultado a tensão de saída irá desviar da forma de onda PWM ideal pela quantidade mostrada nas áreas tracejadas da Fig. 2.

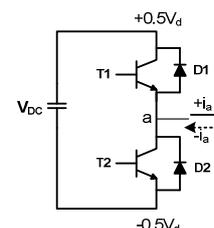


Fig. 1. Uma perna da fase do inversor PWM.

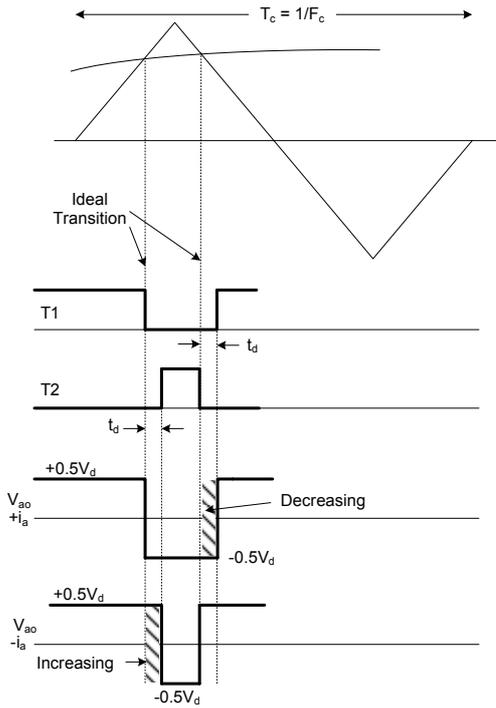


Fig. 2. Sinais de controle PWM com o efeito do dead-time.

Durante o tempo de atraso, a tensão de saída não pode ser controlada pelos sinais de comando, mas é determinada pela condição da carga, i.e., a direção para a qual a corrente flui. Embora a condição da carga esteja sujeita a mudança, sempre pode ser afirmado que o desvio de tensão, devido ao tempo de atraso, é oposto ao sentido da corrente em qualquer direção. Portanto, o desvio de tensão leva a magnitude da corrente a ser menor do que a esperada. Isto trás a implementação de um inversor um dos maiores efeitos do tempo de atraso: uma diminuição na tensão de saída efetiva do inversor.

Outro efeito importante, mencionado anteriormente, diz respeito aos harmônicos. Para cada pulso da saída de tensão, o desvio de tensão aumenta ou diminui a duração do pulso de acordo com a direção da corrente e a tensão de saída não pode ser a mesma do sinal de controle PWM original. Como consequência natural, componentes harmônicas indesejáveis aparecem na tensão de saída, causando distorção em toda forma de onda de saída do inversor.

III. MÉTODO DE COMPENSAÇÃO DO DEAD-TIME FEEDFORWARD

Quando a corrente é positiva, fluindo para a carga, o chaveamento de T2 para T1 com um tempo de atraso t_d , decrementa a tensão de saída do inversor. Na outra situação, quando a corrente é negativa, fluindo da carga, o chaveamento de T1 to T2 incrementa o valor da tensão de saída do inversor. A Fig. 2 apresenta este efeito.

O efeito acumulativo de repetitivos tempos de atraso (o efeito do dead-time) pode ser estimado pela tensão média dos desvios a cada semi ciclo positivo e negativo da corrente.

Como o desvio de cada pulso Δe é medido por (ver Fig. 2).

$$\Delta e = T_d V_d$$

O desvio médio de tensão em meio ciclo da saída do inversor ΔV é dado por

$$\Delta V = \frac{MT_d}{T} V_d \quad (1)$$

Em que:

- V_d - Magnitude da tensão do link DC.
- M - Número de chaveamento por um ciclo.
- T - Duração de um ciclo.

Em (1), MT_d , é a soma de todos os tempos de atraso durante um ciclo. Desta maneira, pode ser afirmado que o desvio de tensão médio, em relação a tensão do link DC, é equivalente a razão de todos os *dead-time* sobre o duração inteira de um ciclo.

A Fig. 3 descreve como o desvio de tensão médio aparece na forma de onda de tensão da saída do inversor. Nesta figura, V_{ref} representa a tensão de saída fundamental ideal do inversor, como resultado de um PWM ideal. Se o inversor alimenta uma carga indutiva, a corrente i_a fica atrasada em relação a V_{ref} por um ângulo Φ . Como o dead-time aumenta (diminui) a tensão de saída do inversor para um semi-ciclo negativo (positivo) da corrente, o desvio de tensão médio durante um ciclo inteiro pode ser representado como na Fig. 3 pela onda quadrada ΔV , que é 180° fora de fase em relação a corrente. A magnitude da onda quadrada ΔV é dada por (1).

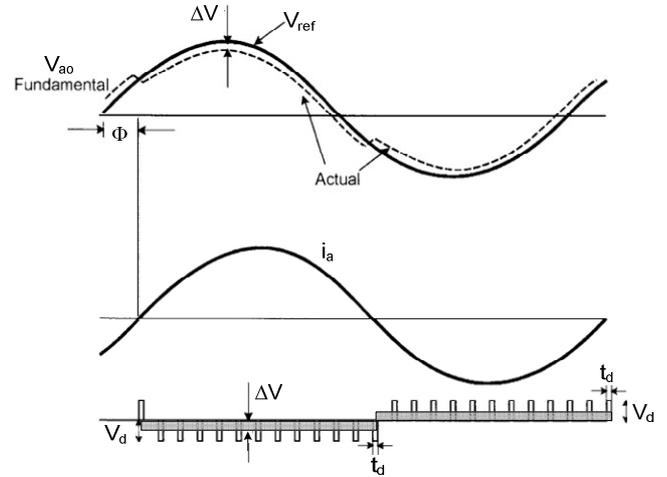


Fig. 3. O efeito dead-time na onda de tensão de saída.

A compensação do efeito do dead-time pode ser alcançada com um método baseado na teoria do valor médio [1], [2]. Neste método a compensação é realizada com a modificação da onda de referência de acordo com a direção da corrente da carga.

Isto é alcançado modificando o valor da tensão de referência atual para $V_{ref} + \Delta V$ quando a corrente for positiva e $V_{ref} - \Delta V$ quando a corrente for negativa. A implementação do método requer uma boa estimativa do valor da tensão necessária, bem com, um conhecimento preciso da polaridade da corrente.

A metodologia descrita acima é comumente usada em inversores fonte de tensão com modulação por largura de pulso e também pode ser utilizada em um Filtro Ativo de

Potência Shunt com configuração feedforward (a corrente é medida no lado da carga).

O efeito do dead-time effect é dependente do índice de modulação PWM (m) [2]. Esta dependência reflete diretamente na carga e a regulação da tensão do link DC do Filtro Ativo.

Um importante aspecto a ser notado é o fato de que a correta compensação harmônica está relacionada a uma tensão fixa no link DC. Entretanto, a tensão no link DC muda de acordo com a quantidade de corrente harmônica que está sendo eliminada, para um índice de modulação estabelecido. Para lidar com uma tensão do link DC flutuante é necessário trabalhar com o valor do índice de modulação o tempo todo.

Técnicas de compensação do dead-time pela média necessitam da medição correta da corrente para determinar o sinal da compensação. Devido ao ruído causado pelo PWM uma medida precisa da corrente passar a ser um grande desafio. Para superar esta dificuldade uma transformação similar a transformada síncrona padrão foi utilizada, chamada de Transformada Síncrona Modificada [6], [7].

Com este método é possível isolar a componente fundamental da corrente e encontrar a sua polaridade, independente do deslocamento de fase entre corrente e tensão.

Para demonstrar esta técnica um teste experimental foi realizado. O algoritmo foi implementado no Processador Digital de Sinais TMS320F2812. O inversor PWM foi conectado a um resistor de 12Ω em série com um indutor de $6,2mH$. A frequência da portadora ($f_c = 1 / T_c$) utilizada foi de $20kHz$.

A Fig. 4 apresenta a forma de onda da tensão sem compensação do efeito do dead-time (em azul) e o resultado para a compensação do efeito do dead-time (em vermelho), para um índice de modulação de $0,25$.

A Fig. 5 apresenta a forma de onda da tensão sem compensação do efeito do dead-time (em azul) e o resultado para a compensação do efeito do dead-time (em vermelho), para um índice de modulação de $0,3$.

A Fig. 4 mostra um desvio de tensão médio de (ΔV) de $0,086$. A Fig.5 mostra um melhor resultado para um desvio de tensão médio ΔV alterado para $0,11$.

Os resultados apresentados demonstram a correta ação de compensação, eliminando a distorção no sinal de tensão criado pelo efeito do dead-time.

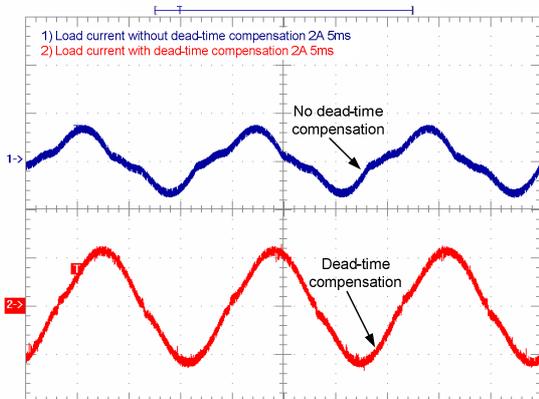


Fig. 4. Corrente da carga com e sem a compensação do dead-time, $m = 0,25$.

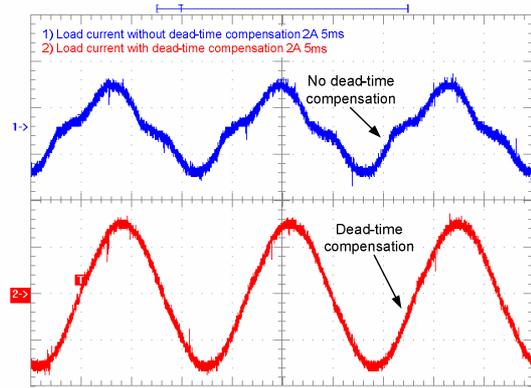


Fig. 5. Corrente da carga com e sem a compensação do dead-time, $m = 0,3$.

IV. MÉTODO DE COMPENSAÇÃO DO DEAD-TIME FEEDBACK

O outro método de compensação é baseado no fato da tensão de saída do inversor já possuir além dos componentes fundamental e da frequência de chaveamento, os harmônicos característicos da onda quadrada ΔV (Fig. 3).

Este método é baseado na medida dos harmônicos presentes na corrente, usando a estrutura da Referência Síncrona apresentada na Fig. 6. Então, o conteúdo harmônico é injetado, com fase oposta, para compensar a distorção na corrente.

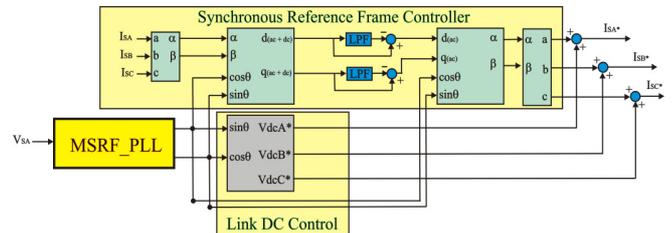


Fig. 6. Bloco de controle do Filtro Ativo de Potência Shunt.

Este método é aplicado em Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) com a configuração feedback, como apresentado em Fig. 7. O principal objetivo é compensar o efeito do dead-time presente na tensão de $60Hz$ gerada na carga do link DC do Filtro Ativo de Potência. A distorção devido ao efeito do dead-time é totalmente inaceitável para o Filtro Ativo de Potência Paralelo, pois harmônicos indesejáveis além daqueles gerados pela carga não linear são injetados no sistema de potência.

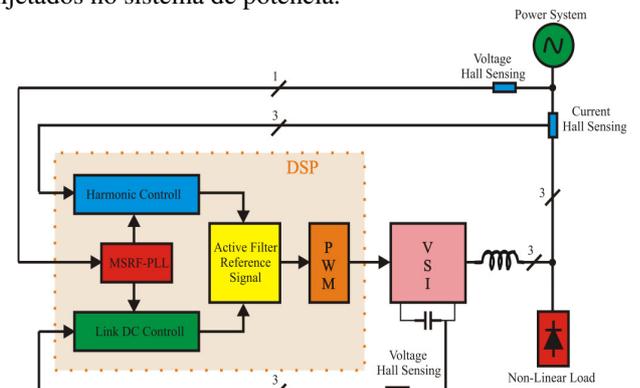


Fig. 7. Diagrama em blocos do Filtro Ativo de Potência Shunt.

A configuração mostrada na Fig. 7 produz um resultado eficiente na compensação de uma carga não-linear de 50kVA, retificador de 6 pulsos, tipo CSI.

A Fig. 8 apresenta a corrente injetada no sistema de potência quando o link DC está ajustado em 500V, o Filtro Ativo de Potência Paralelo não está compensando os harmônicos da carga e o laço de controle feedback não está ativo.

O laço feedback usado neste Filtro Ativo automaticamente compensa o efeito do dead-time. A Fig. 9 mostra a corrente imposta à fonte durante a regulação da tensão do link DC quando o laço de controle feedback está ativo.

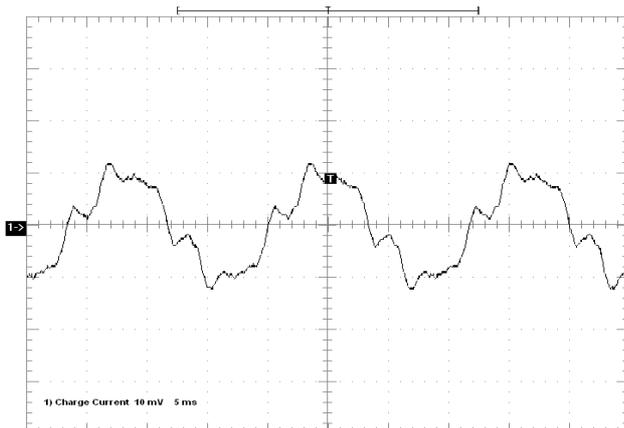


Fig. 8. Corrente injetada devido a regulação do link DC do SAPF.

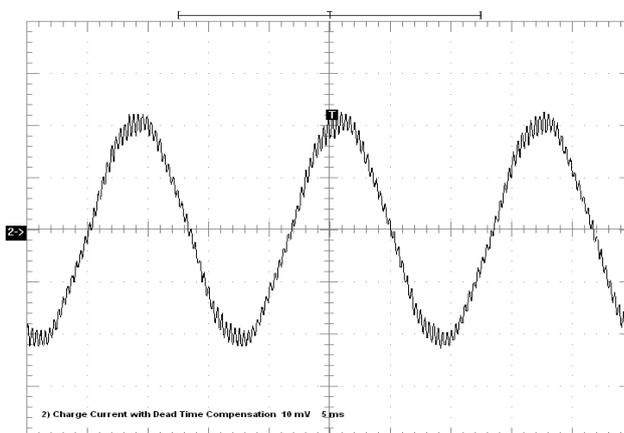


Fig. 9. Corrente injetada quando o efeito do dead-time é compensado.

V. CONCLUSÃO

A implementação da compensação do *dead-time* baseado na teoria do valor médio, quando aplicado em uma configuração direta (feedforward) do FAPP, usa uma estrutura muito específica denominada Modified Synchronous Reference Frame, a qual irá produzir, como demonstrado, resultados promissores, resolvendo ao mesmo tempo problemas como ruídos e detecção de passagem pelo zero da tensão da rede.

Já a implementação da compensação do *dead-time* em uma configuração com realimentação (feedback) apresentou uma rápida e automática solução para o problema. A manipulação pura e simples das variáveis de controle do Filtro Ativo já foi suficiente para resolver automaticamente

todos os problemas inseridos pelo *dead time*. A resposta dinâmica do algoritmo de controle apresentou o comportamento desejado, que é uma resposta transitória rápida eliminando as indesejadas oscilações que podem aparecer devido ao efeito da realimentação.

Todos os resultados foram obtidos com os algoritmos implementados no microprocessador tipo DSP da Texas Instruments TMS320F2812.

RECONHECIMENTO

Os autores agradecem penhoradamente ao CNPq, a CAPES, a FAPEMIG e a Universidade Federal de Itajubá UNIFEI, pelo apoio na forma de bolsas e auxílios financeiros, o que permitiu que este trabalho pudesse ser executado.

REFERÊNCIAS

- [1] A. R. Muñoz and T. A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 683-689, July 1999.
- [2] S. G. Jeong and M. H. Park, "The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, pp. 108-114, April 1991.
- [3] B. K. Bose, Ed., *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002.
- [4] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 23, pp. 881-886, Sept./Oct. 1987.
- [5] J. L. Lin, "A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 4, April 2002.
- [6] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" *Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON*, 2006.
- [7] C. H. da Silva, V. F. da Silva, L. E. Borges da Silva, G. L. Torres, R. R. Pereira, "DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame", *IEEE IECON07*, Taiwan, 2007.

BIOGRAFIAS

Carlos Henrique da Silva graduado pela Universidade Federal de São João Del Rei em engenharia Elétrica em 2003. Mestrado em Eletrônica de Potência pela UNIFEI em 2005. Atualmente é aluno de doutorado na UNIFEI. Trabalha com desenvolvimento de condicionares ativos de energia.

Rondineli Rodrigues Pereira possui graduação em Engenharia da Computação pela Universidade Federal de Itajubá (2006). Atualmente é mestrando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá. Atua nas áreas de Processamento Digital de Sinais, Linguagens de Programação, Algoritmos de Controle para Filtros Ativos de Potência.

Luiz Eduardo Borges da Silva graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (1977) , mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (1982) , doutorado em Engenharia Elétrica pela Ecole Polytechnique de Montreal (1988) e pós-doutorado pela University of Tennessee Knoxville em (1998) . Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Itajubá. Tem atuado na área de Engenharia Elétrica , com ênfase em Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos e manutenção preditiva.

Germano Lambert Torres é Professor Titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI). Engenheiro Eletricista, formado pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI), em 1982. Mestre em Engenharia Elétrica pela EFEI, em 1986. Doutor (Ph.D.) em Engenharia Elétrica pela École Polytechnique de Montreal, Canadá, em 1990.

Bacharel em Ciências Econômicas pela Faculdade de Ciências Econômicas do Sul de Minas, em 1981. Licenciatura Plena em Matemática pela Faculdade de Filosofia, Ciências e Letras de Itajubá, em 1981. Consultor de diversas concessionárias de energia elétrica no país e no exterior. Professor-Visitante da University of Waterloo Canadá, 1995-1996. Revisor e Presidente de Sessão em diversos congressos internacionais como IEEE-PES, IEEE-Fuzzy Systems, IEEE-Neural Networks, IEEE-SMC, IEE, IFAC e CIGRÉ. Pró-Diretor de Pesquisa e Pós-Graduação da UNIFEI, 2000-2004. Pesquisador 1B do CNPq. Membro do CA-EE do CNPq, 2004-2007. Orientou mais de 60 teses de doutorado e dissertações de mestrado. Publicou mais de 400 artigos técnicos em revistas e conferências.

FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO BASEADO EM PLL IMPLEMENTADO COM REFERÊNCIA SÍNCRONA MODIFICADA

Carlos Henrique da Silva, Rondineli R. Pereira, L. E. Borges da Silva, G. Lambert Torres
UNIFEI, Federal University of Itajuba
Itajuba, Brazil

carlosedas@unifei.edu.br, rondi@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br, germano@unifei.edu.br

Abstract – This paper evaluates an algorithm for three-phase active shunt power filter using a digital PLL based on Modified Synchronous Reference Frame (MSRF). The Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF_PLL) algorithm guaranty fast transient response, robust operation under grid disturbance, noise tolerance and does not use PI controller. The PLL algorithm is applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter and the system behavior is described in details and the practical results, under steady stated harmonic compensation, are presented and discussed.

Keywords - Digital PLL, harmonic compensation, Modified Synchronous Reference Frame PLL, Three Phase Shunt Active Power Filter.

I. INTRODUÇÃO

Os algoritmos para implementação do PLL (Phase Lock Loop) trifásico foram propostos por Kaura [1], e estabeleceram uma técnica robusta com o uso da Referência Síncrona normal (Synchronous Reference Frame SRF). Esta metodologia produziu um comportamento adequado, com resposta transitória satisfatória, porém somente quando as tensões envolvidas estavam desprovidas de distorções não críticas ou sujeitas a pequenos desbalançamentos. Qualquer situação diferente destas especificações implicava em perda de sincronismo de fase, perda de travamento, sinal de saída distorcido, etc, acarretando compensação incorreta dos harmônicos.

É bem conhecido que equipamentos tais como retificadores PWM, UPS e Filtros Ativos têm sua capacidade de executar suas atribuições dependentes fundamentalmente da precisão do PLL, especialmente aqueles cuja estratégia de controle esta baseada na técnica da Referência Síncrona (SRF).

Algoritmos de PLL usando a teoria das Potências Instantâneas também apareceram na literatura técnica e apresentam os mesmos problemas descritos.

A literatura sobre PLL apresenta uma enorme quantidade de algoritmos para PLL trifásicos, muitos deles usam

Referência Síncrona [1][8][9] outros Teoria da Potência Instantânea [3].

Cada nova estratégia proposta tenta atingir um comportamento mais confiável, robusto e com resposta dinâmica mais rápida. Porém, todos eles estão estritamente dependentes do regulador PI instalados na malha de controle.

Quando aparecem distorções harmônicas, desbalanço de tensão ou offset o Controlador PI introduz ele mesmo um travamento incorreto para a fase, distorcendo o sinal senoidal que deve estar sincronizado e apresentando uma resposta dinâmica pobre [1][2][3][8][9].

O algoritmo para o PLL proposto neste trabalho, descrito em [10], está baseado na técnica da Referência Síncrona Modificada (Modified Synchronous Reference Frame technique MSRF) e apresenta uma rápida capacidade de travamento sem o uso de Controladores PI e também não necessita da medida da tensão nas três fases.

O PLL proposto, quando aplicado as tensões trifásicas do sistema de distribuição, usa apenas a medida da tensão da fase A, conseqüentemente reduzindo o número de sensores e aumentando a confiabilidade. Também, desbalance de tensão ou distorções harmonicas não interferem com o comportamento do PLL, assim não irá finalmente comprometer a extração de harmônicos produzida pela aplicação da Referência Síncrona no Filtro Ativo de Potência.

A estratégia proposta neste trabalho não faz uso do Controlador PI na malha principal, desta forma, a resposta dinâmica é mais rápida e as saídas estarão sempre se apresentando como perfeitos senos e cossenos, absolutamente necessários como sinais de controle para o Controlador usando a Referência Síncrona.

II. A ESTRUTURA DO PLL

A idéia central do PLL é mostrada na Fig.1.

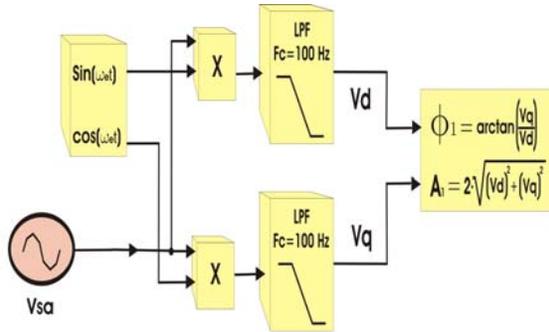


Fig. 1. MSRF-PLL Major Structure.

A transformada síncrona padrão SRF utiliza a medida das três tensões de fase para gerar o sinal de sincronismo, seno e cosseno, utilizados para decompor as tensões do sistema ABC para coordenadas DQ, onde apenas a informação contida no eixo síncrono Q é utilizada para obtenção da fase e da frequência da tensão da rede.

De maneira semelhante a SRF, o MSRF_PLL utiliza a informação do eixo síncrono Q para obter a informação de fase e frequência de maneira a sincronizar ao sinal desejado; não precisando, porém da informação de tensão das três fases. Apenas a medida de tensão da fase A é necessária.

A Fig.2 mostra o diagrama de bloco do controle em malha fechada do MSRF_PLL.

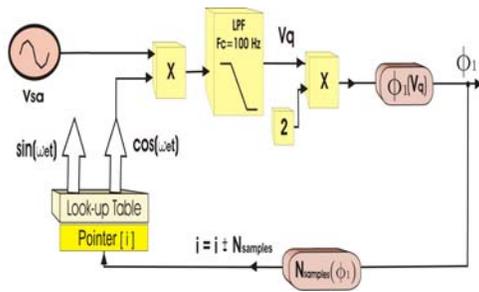


Fig. 2. MSRF-PLL Closed Loop Control.

A frequência de amostragem do PLL é 40 KHz, resultando em 668 amostras a cada período T da frequência fundamental da rede. Isto significa, que cada amostra representa 0.53 graus elétricos. Então, a diferença de fase calculada pode ser diretamente relacionada a um número específico de amostras (Nsamples).

A ação para se obter o sincronismo (phase lock) é alcançada apenas deslocando o ponteiro da tabela de senos (i) por um número de amostras (Nsamples) proporcional a diferença de fase ϕ_1 . Este procedimento garante o sincronismo entre o sinal $\sin(\omega_e t)$, gerado a partir da tabela de senos, e a tensão de entrada V_{sa} . Ressalta-se que os sinais $\sin(\omega_e t)$ e $\cos(\omega_e t)$, gerados a partir da tabela, são puramente senoidais, livres de harmônicos, quando o sincronismo é obtido.

O erro de fase é calculado a cada amostra, i.e., a cada 25µsec. O Máximo erro de fase aceito é de 2 graus elétricos ou 4 amostras, adiantado ou atrasado.

O tempo total de execução do algoritmo do PLL é de apenas 4 µsec, utilizando o DSP TMS320F2812.

III. O FILTRO ATIVO PARALELO

O diagrama do filtro ativo paralelo é mostrado na Fig.3.

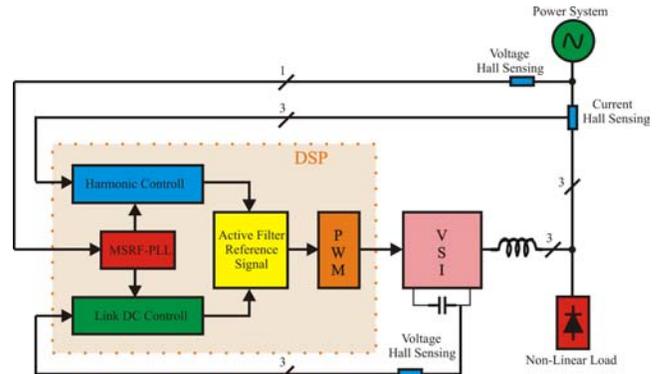


Fig. 3. Shunt Active Power Filter Block Diagram.

Os conceitos e o comportamento dos filtros ativos de potência paralelos (SAPF) são extensivamente descritos na literatura bem como a eficiência da topologia.

O objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho do filtro ativo paralelo baseado em controladores síncronos utilizando o MSRF_PLL.

A resposta dinâmica, a estabilidade durante a variação de carga e a eficiência da compensação harmônica das correntes são extremamente dependentes da resposta do PLL.

Considerando que o sinal de saída do MSRF_PLL é livre de distorções harmônicas e sua resposta transitória é aproximadamente de meio ciclo da frequência fundamental sob severas perturbações na tensão da rede, a resposta do SAPF para variações na corrente de carga deve ser tão rápida quanto a variação de carga.

A ausência de controladores PI no algoritmo do MSRF_PLL impõe a resposta dinâmica do sistema ativo próximos à do sistema de potência.

A Fig. 4 mostra o sinal de sincronismo para um afundamento de tensão de 0.5 pu. O sinal de sincronismo para o SAPF não é afetado pelo afundamento de tensão.

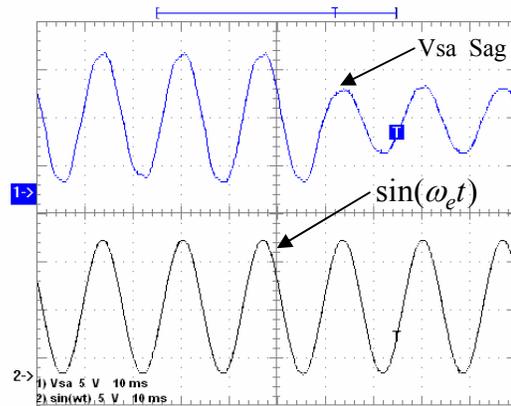


Fig. 4. MSRF-PLL response under a 0.5pu.

Este efeito garante que, sob variações da tensão da rede, o controle de tensão do link DC do SAPF não é afetado.

A sinal de referência para carga e regulação da tensão do link DC, V_{dcA}^* , V_{dcB}^* e V_{dcC}^* , (Fig.7), deve estar em fase com a respectiva tensão da fonte e ser livre de distorção harmônica de modo a garantir uma tensão DC constante e livre de oscilações.

A Fig.5 mostra o sinal de sincronismo, para o SAPF, sob severa distorção harmônica da tensão da rede. O sinal de saída exibe a excelente performance do PLL.

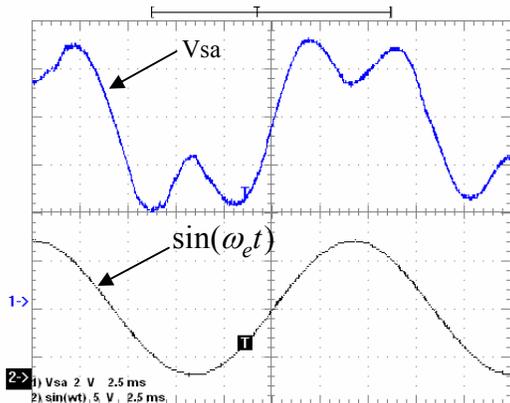


Fig. 5. MSRF-PLL behavior under distorted grid voltage.

A característica não linear do SAPF, durante a carga e a regulação da tensão do link DC, função do sinal de referência senoidal, injeta corrente harmônica no sistema de potência.

A Fig.6 mostra a corrente injetada no sistema de potencia quando a tensão do link DC é regulada em 500 V e o SAPF não compensa o conteúdo harmônico do sistema. O controle realimentado é desativado nesta condição.

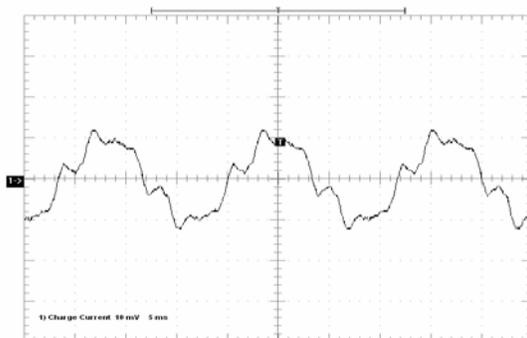


Fig. 6. Injected Current due SAPF DC link regulation.

A corrente harmônica de referência para o SAPF é obtida via transformada síncrona sem a utilização de controladores PI, embora a corrente harmônica de compensação estar em malha fechada.

O SAPF é composto de três inversores VSI monofásicos, em ponte completas, 75 kVA cada modulo, acionados a 40 kHz. A tensão do link DC é ajustada em 500 Vdc. O indutor de alisamento utilizado para acoplar o SAPF ao sistema de potência é de 5mH. A corrente harmônica injetada é controlada via PWM.

A tensão fase-fase do sistema de potência é 220 V.

A carga não-linear do sistema, retificador de 6 pulsos do tipo CSI, é de 100 kVA.

O diagrama de blocos que representa a extração do conteúdo harmônico (SRF Controller), e o controlador da tensão do link DC, são mostrados na Fig.7.

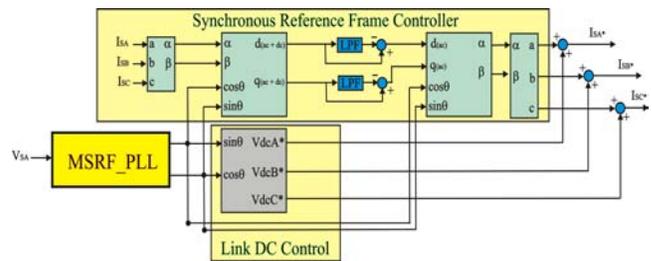


Fig. 7. SAPF block control.

A realimentação utilizada no SAPF compensa automaticamente o efeito do dead-time dos inversores. A Fig.8 mostra a corrente imposta a fonte durante a regulação da tensão do link DC, quando a malha de controle fechada é ativada.

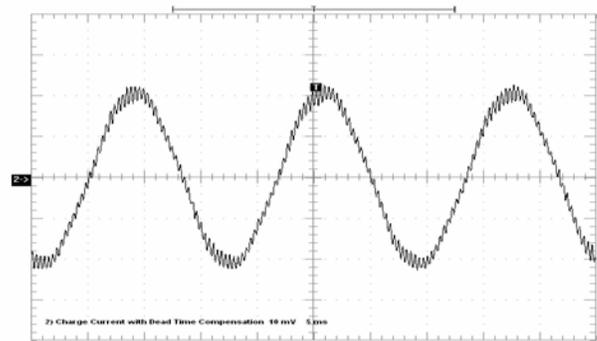


Fig. 8. Injected Current due automatically Dead-Time Compensation.

IV. RESULTADO EXPERIMENTAL

A Fig. 9 exibe o comportamento do SAPF utilizando o MSRF_PLL para uma corrente de carga de 15 A. A THDi da corrente da fonte muda de 29% (antes da compensação) para 3% após a compensação.

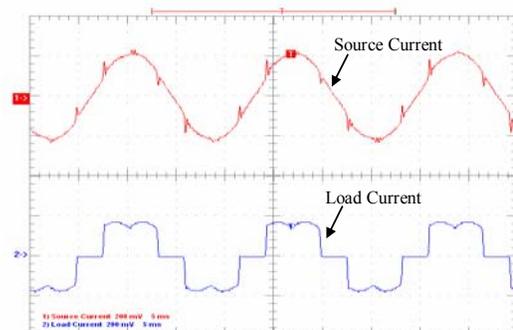


Fig. 9. SAPF based MSRF_PLL source current compensation to 15A.

O espectro harmônico comparativo é mostrado na Fig. 10.

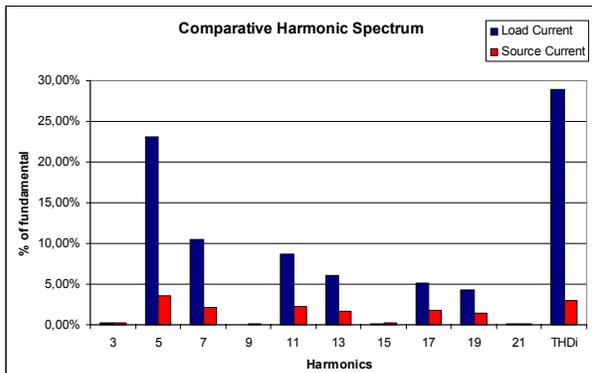


Fig. 10. Comparative source harmonic current Spectrum to 15A.

A Fig.11 mostra a mitigação harmônica para uma corrente de 30 A. A THDi cai de 29% (antes) para 3,4% após iniciada a compensação.

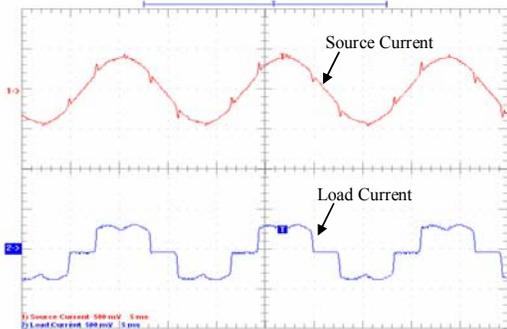


Fig. 11. SAPF based MSRF_PLL source current compensation to 30A.

O espectro harmônico comparativo para corrente de 30A é mostrado na Fig.12.

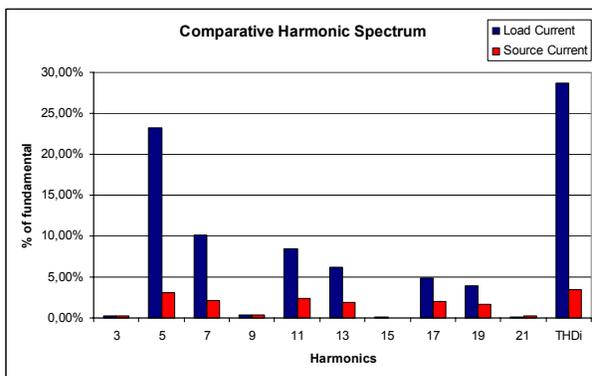


Fig. 12. Comparative source harmonic current Spectrum to 30A.

O calculo da THD é feita utilizando-se 21 componentes harmônicos.

A Fig.13 mostra as respectivas correntes: corrente da carga, corrente injetada pelo filtro ativo e a corrente compensada na fonte. As correntes são referentes à fase A.

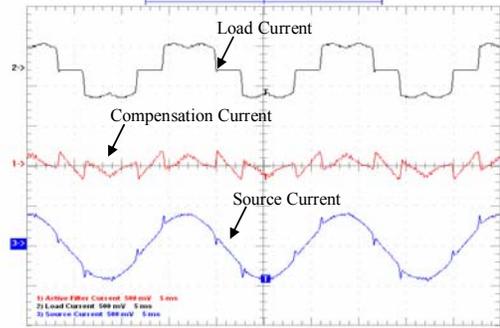


Fig. 13. SAPF based MSRF_PLL: Phase A system currents.

Fig.14 mostra as correntes trifásicas na fonte para uma corrente de carga de 30 A.

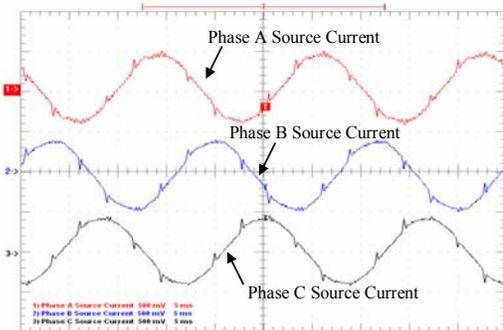


Fig. 14. SAPF based MSRF_PLL: Three-Phase compensated currents.

Os resultados a seguir são referentes ao comportamento dinâmico do SAPF utilizando o MSRF_PLL como estratégia central de controle.

A Fig.15 exibe a corrente da carga, a corrente do SAPF e a corrente compensada na fonte, para uma variação ascendente de carga de 50 %, de 12 para 18 A (rms).

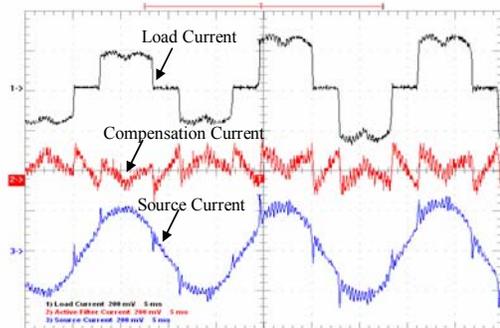


Fig. 15. SAPF based MSRF_PLL: 50% load variation.

Observe que o MSRF_PLL proporciona um sincronismo rápido a se adapta tão rápido quanto rápida for a variação de carga. A resposta do SAPF é tão rápida que se torna imperceptível, como mostra a Fig.15.

A Fig. 16 mostra o comportamento do filtro para umas variações severas de carga, 100%, mudando de 12 para 24 A (rms).

AGRADECIMENTO

Os autores agradecem ao CNPq, a CAPES, a FAPEMIG e a Universidade Federal de Itajubá UNIFEI pelo apoio na forma de bolsas e recursos financeiros, sem os quais este trabalho não poderia ser executado.

REFERÊNCIA

- [1] V. Kaura, and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, 1997.
- [2] S.-K.Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems" IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 147, No. 3, May 2000, pp. 213-219
- [3] SILVA, S. A. O., COELHO, E. A. A., "Analysis and Design of a Three-Phase PLL Structure for Utility Connected Systems under Distorted Conditions" Proceedings of Sixty International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON - IEEE, 2004.
- [4] S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon, S.Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [5] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.
- [6] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, Germano L Torres, E. H.Takauti, "Optimizing the Series Active Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current " Proceedings of International Conference on Industrial Electronics IEEE/ISIE, 2007.
- [7] P.C. Tan, D.G. Holmes and R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25kv AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68.
- [8] Sidelmo M. Silva ,Bruno M. Lopes, Braz J. Cardoso Filho, Rodrigo P. Campana, Wallace C. Boaventura "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems" 39th. Industry Applications Society Annual Meeting. IAS2004.
- [9] Lícia N. Arruda, Sidelmo M. Silva, Braz J. Cardoso Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems". 36th. Industry Applications Society Annual Meeting. IAS2001, USA, 2001.
- [10] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, R.R.Pereira, "DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame", IEEE IECON07, Taiwan, 2007.

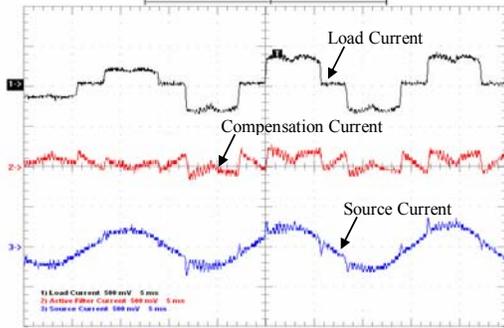


Fig. 16. SAPF based MSRF_PLL: 100% load variation.

A Fig.17 mostra a variação de carga de 100% e inseri a tensão da fonte na figura. A imunidade do MSRF_PLL ao ruído auxilia na obtenção precisa da corrente harmônica de referência.

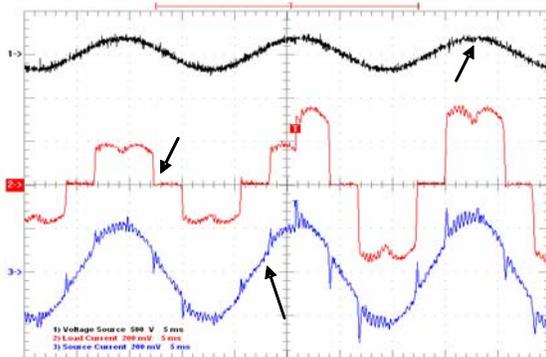


Fig. 17. SAPF based MSRF_PLL: Voltage source with 100% load variation.

V. CONCLUSÃO

O MSRF_PLL aplicado ao Filtro Ativo de Potência Paralelo se mostrou um comportamento extremamente robusto sob a ação de cargas constantes e com grandes variações, independente das perturbações de tensão e corrente ocorridas na rede de distribuição.

A resposta dinâmica do Filtro Ativo de Potência Paralelo devido ao uso da técnica MSRF_PLL, mesmo sob a ação de perturbações severas e não usuais apresentou uma resposta transitória rápida e com muito pouca oscilação.

O algoritmo é também tolerante a ruídos, o que é uma característica muito importante nas aplicações onde inversores de alta frequência são usados.

O Filtro Ativo de Potência Paralelo baseado na técnica MSRF_PLL foi testado em diferentes condições operacionais e mostrou-se em todas elas a efetividade da estratégia e a robustez do algoritmo.

A estabilidade e capacidade de rastrear o sinal foram testadas e confirmadas sob perturbações harmônicas severas e flutuação da carga.

O algoritmo pode ser facilmente implementado em um microprocessador tipo DSP e não exige nenhuma condição especial para ser aplicado.

BIOGRAFIAS

Carlos Henrique da Silva graduado pela Universidade Federal de São João Del Rei em engenharia Elétrica em 2003. Mestrado em Eletrônica de Potência pela UNIFEI em 2005. Atualmente é aluno de doutorado na UNIFEI. Trabalha com desenvolvimento de condicionares ativos de energia.

Rondineli Rodrigues Pereira Possui graduação em Engenharia da Computação pela Universidade Federal de Itajubá (2006). Atualmente é mestrando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá. Atua nas áreas de Processamento Digital de Sinais, Linguagens de Programação, Algoritmos de Controle para Filtros Ativos de Potência.

Luiz Eduardo Borges da Silva graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (1977) , mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (1982) , doutorado em Engenharia Elétrica pela Ecole Polytechnique de Montreal (1988) e pós-doutorado pela University of Tennessee Knoxville em (1998) . Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Itajubá. Tem atuado na área de Engenharia Elétrica , com ênfase em Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos e manutenção preditiva.

Germano Lambert Torres é Professor Titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI). Engenheiro Eletricista, formado pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI), em 1982. Mestre em Engenharia Elétrica pela EFEI, em 1986. Doutor (Ph.D.) em Engenharia Elétrica pela École Polytechnique de Montreal, Canadá, em 1990. Bacharel em Ciências Econômicas pela Faculdade de Ciências Econômicas do Sul de Minas, em

1981. Licenciatura Plena em Matemática pela Faculdade de Filosofia, Ciências e Letras de Itajubá, em 1981. Consultor de diversas concessionárias de energia elétrica no país e no exterior. Professor-Visitante da University of Waterloo Canadá, 1995-1996. Revisor e Presidente de Sessão em diversos congressos internacionais como IEEE-PES, IEEE-Fuzzy Systems, IEEE-Neural Networks, IEEE-SMC, IEE, IFAC e CIGRÉ. Pró-Diretor de Pesquisa e Pós-Graduação da UNIFEI, 2000-2004. Pesquisador 1B do CNPq. Membro do CA-EE do CNPq, 2004-2007. Orientou mais de 60 teses de doutorado e dissertações de mestrado. Publicou mais de 400 artigos técnicos em revistas e conferências.

Uma Nova Estrutura para Compensadores Ativos Híbridos

Carlos Henrique da Silva, Rondineli R. Pereira, Luiz Eduardo Borges da Silva, Germano Lambert-Torres e Se Un Ahn

Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, Brasil
Companhia Paulista de Força e Luz (CPFL), Campinas, Brasil

Autor de Contato:
Prof. Germano Lambert-Torres
Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG – 37500-503 - Brasil
germano@unifei.edu.br

Temário: A. Qualidade de Serviço e Produto

Resumo

Este artigo propõe uma nova topologia denominada Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa (HAVarC), como uma variação do Filtro Ativo Híbrido Série (HASF) amplamente descrito literatura. O HAVarC é composto por um Filtro Ativo de pequena potência (APF) em série com um banco do capacitor. O objetivo principal desta topologia é controlar a potência reativa injetada pelo capacitor no sistema controlando a tensão aplicada em seus terminais. Diferentemente do Filtro Ativo Híbrido Série (HASF), a impedância ativa criada pelo APF aparece como um circuito aberto às frequências harmônicas e uma impedância variável para a frequência fundamental. O sistema compensa automaticamente o fluxo de potência reativa a fim garantir o fator de potência de deslocamento desejado (DPF) sem a necessidade de se conhecer nenhum parâmetro do sistema de potência. O sistema de controle do HAVarC calcula o fator de potência de deslocamento e controla a tensão no capacitor, através do inversor, criando uma tensão com fase apropriada a fim aumentar ou diminuir a quantidade de potência reativa injetada na rede elétrica. O HAVarC pode trabalhar em redes com subtensões ou com distorção harmônica, sem nenhuma ação especial. A potência injetada pelo filtro ativo proposto é bastante superior à potência reativa fornecida pelo banco do capacitor. O fluxo de potência reativa pode ser controlado continuamente de 20% a 120% da potência do banco do capacitor. A estratégia de controle tanto quanto os detalhes da execução são descritas no artigo. Os resultados práticos também descritos mostram a eficácia da técnica proposta. A metodologia foi testada para um protótipo monofásico.

I. Descrição do Compensador Ativo Híbrido Proposto

A estrutura proposta, apresentada na Fig. 1, denominada Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa (HAVarC), combina uma Filtro Ativo de Potência com um único banco de capacitor, em que o reator foi eliminado.

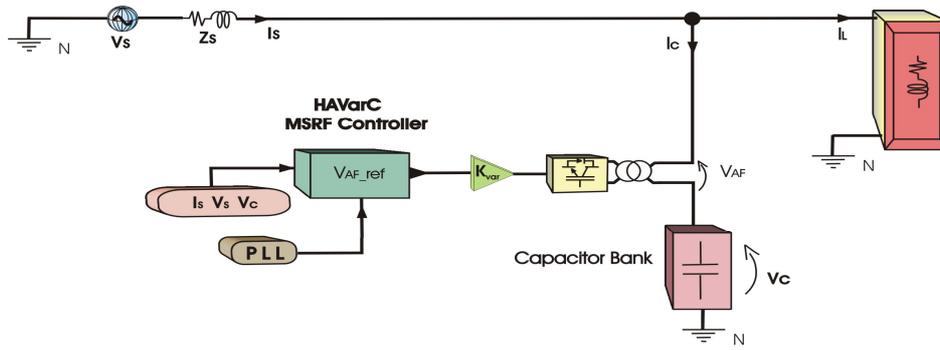


Fig. 1 – Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa.

O Filtro Ativo de Potência (APF) está sendo considerado como uma fonte de tensão controlada com seu controle apresentando tensão nula para frequências harmônicas e tensão não nula para frequência fundamental.

O comando para a tensão AC instantânea, na frequência fundamental, é calculado com base na tensão sobre o banco de capacitor, sendo também proporcional ao fator de potência de deslocamento. Como pode ser observado pela equação (1):

$$\vec{V}_{af} = K_{var} \cdot \vec{V}_c \quad (1)$$

A estratégia de controle é baseada na equação (2):

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{AF} + \vec{V}_c \quad (2)$$

Onde V_s é a tensão da fonte, V_{AF} é a tensão imposta pelo Filtro Ativo de Potência e V_c é a tensão do banco de capacitor. A tensão V_{AF} imposta é dada em (3):

$$V_{AF} = (Z_{transf} \cdot I_c) + \left(V_{DC} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot V_{REF} \right) \quad (3)$$

Onde:

$Z_{transf} = R_{transf} + jX_{transf}$ (impedância de acoplamento do transformador), V_{DC} (tensão do link DC do APF), N_1/N_2 (razão do transformador), I_c (corrente do capacitor) and V_{REF} (tensão de referência do controlador).

II. Implementação do HAVarC

O arranjo da implementação é composto por um retificador monofásico de ponte completa em paralelo com uma carga RL variável. A tensão linha para o terra é de 127 Vrms. O transformador de acoplamento do Filtro Ativo de Potência possui uma razão de 4:1, 440/110V, conectado em série com um capacitor de 400 μ F (3kVAR). A frequência de chaveamento do inversor é de 20kHz. E a tensão do *link DC* do Filtro Ativo de Potência foi regulada em 440V.

A estratégia utilizada para extrair a tensão fundamental da fonte e as componentes da corrente é denominada *Modified Synchronous Reference Frame (MSRF)*, que é uma adaptação ao padrão trifásico *Synchronous Reference Frame (SRF)*, aplicado no sistema monofásico proposto em [11,12]. A Fig.2 resume a técnica.

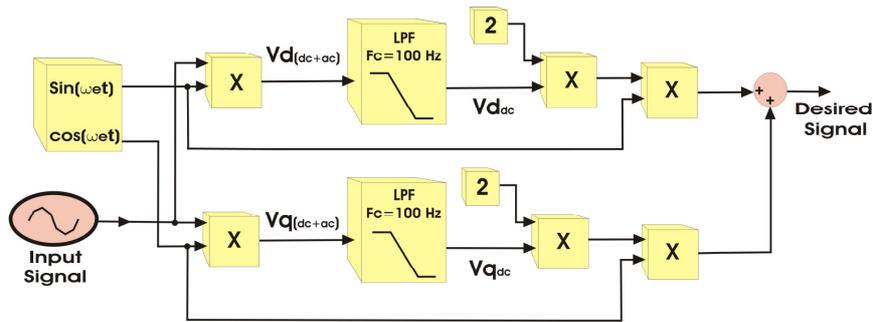


Fig. 2 – MSRF para remover a forma de onda da corrente fundamental.

Para garantir a correta ação de controle o Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa utiliza uma arranjo com um PLL duplo. O primeiro sincroniza o sistema de controle com a tensão da fonte e o segundo sincroniza com a tensão do banco de capacitor. No início, antes do HAVarC começar a compensação, a tensão sobre os terminais do banco de capacitores é quase nula devido a impedância do APF praticamente infinita (circuito aberto) e ficando toda tensão da fonte no transformador de acoplamento. Então, a unidade de controle deve ser sincronizada com a tensão da fonte para iniciar a carga do *link DC* do APF. Assim que a tensão do *link DC* do Filtro Ativo começa a aumentar a tensão de saída do Filtro começa a diminuir, até o limite que está será tensão de queda da impedância do transformador. Desta maneira, a tensão do banco de capacitor tende a ser quase igual a tensão da fonte V_s . Após a carga do capacitor do *link DC* com um valor pré-estabelecido (440V), a tensão do banco de capacitor tem um deslocamento de fase em relação a tensão da fonte devido ao valor, não desprezível, da resistência do transformador. Assim, a corrente do banco de capacitor não estará adiantada 90° da tensão da fonte, o que pode ser observado pela Fig. 7. Significando que parte da potência que flui no ramo do HAVarC é potência ativa e deve ser drenada da fonte. Para evitar este consumo de potência ativa, indesejável para este tipo de equipamento, uma nova referência deve ser escolhida. Então, o sistema de controle altera a referência do PLL da tensão da fonte para a tensão do banco de capacitor. Isto é muito importante pois durante a operação normal do HAVarC a tensão sobre o banco de capacitor muda sua fase com o valor da potência reativa a ser injetada na rede elétrica. Para lidar com a variação abrupta de fase, distorção harmônica e variação de amplitude inerente a este tipo de aplicação utilizou-se nesta implementação um novo algoritmo para o PLL denominado *Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF_PLL)*, melhor detalhado em [12]. A Fig. 3 mostra o diagrama em bloco do *MSRF_PLL*.

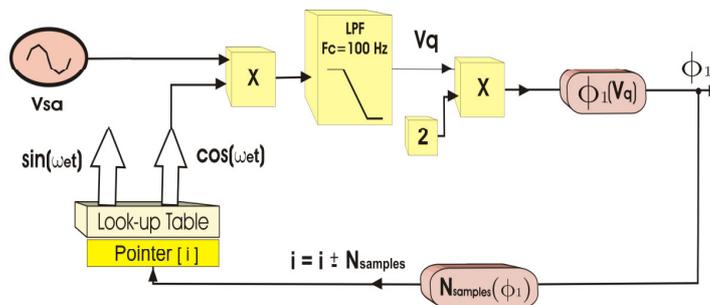


Fig. 3 – Diagrama em bloco do algoritmo MSRF-PLL.

III. O Controle do Fluxo da Potência Reativa em Tempo Real pelo HAVarC

A potência reativa é determinada pelo tamanho do capacitor e pela tensão aplicada sobre ele. Na topologia proposta a potência reativa injetada na rede elétrica é executada controlando a tensão aplicada nos terminais dos capacitores. Embora a tensão nos terminais do capacitor ter sido projetada para ser a tensão da fonte, o HAVarC a modifica de tal maneira que a potência reativa entregue ao sistema inteiro possa ser manipulada continuamente.

A topologia proposta permite três regiões de operação bem definidas.

A região OVERQ, em que a potência reativa Q entregue pelo banco de capacitor é maior do que a razão nominal, isto é obtido aplicando uma tensão maior do que 1,0 pu ao capacitor levando em consideração o limite de tensão aceitável pelo banco de capacitor. A região STDQ, em que a potência reativa Q entregue pelo banco de capacitor é igual a nominal e a tensão aplicada ao capacitor é igual a 1,0 pu. E a região SUBQ, em que a tensão aplicada varia entre 0,2 e 1 pu. Resumindo, a estratégia proposta aqui aborda a manipulação da impedância equivalente do ramo inteiro (APF mais banco de capacitor) com intuito de encontrar o fator de deslocamento desejado.

As Figuras 4, 5, 6 e 7 apresentam as medidas da tensão da fonte, da tensão do capacitor, da corrente da fonte e da corrente da carga para cada região de operação do HAVarC. As figuras apresentam o controle do fluxo da potência reativa de acordo com a variação da carga mantendo o fator de deslocamento aproximadamente um. A região OVERQ é mostrada na Fig. 4, a região STDQ na Fig. 5 e a região SUBQ na Fig. 6. Já a Tabela 1 apresenta os valores das variáveis correspondentes a cada região de operação.

Tabela 1 – Parâmetros do Sistema para o Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa.

	Regiões do HAVarC		
	OVERQ	STDQ	SUBQ
Deslocamento da fase entre a tensão da fonte e corrente da carga	41.03°	39.3°	29.37°
Fator de potência de deslocamento da carga	0.754	0.774	0.87
Fator de potência de deslocamento da fonte	0.995	1	1
Tensão da fonte (Vrms)	127	127	127
Tensão do capacitor (Vrms)	141	127	75.6
Deslocamento da tensão da fonte e do capacitor	10.8°	11.23°	14.7°

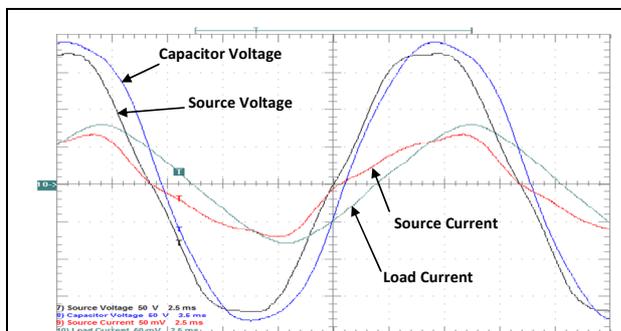


Fig. 4 - Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa na região OVERQ.

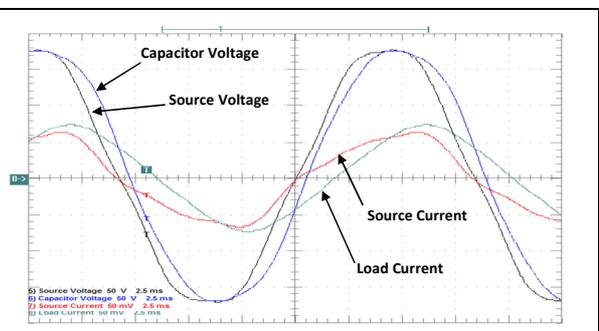
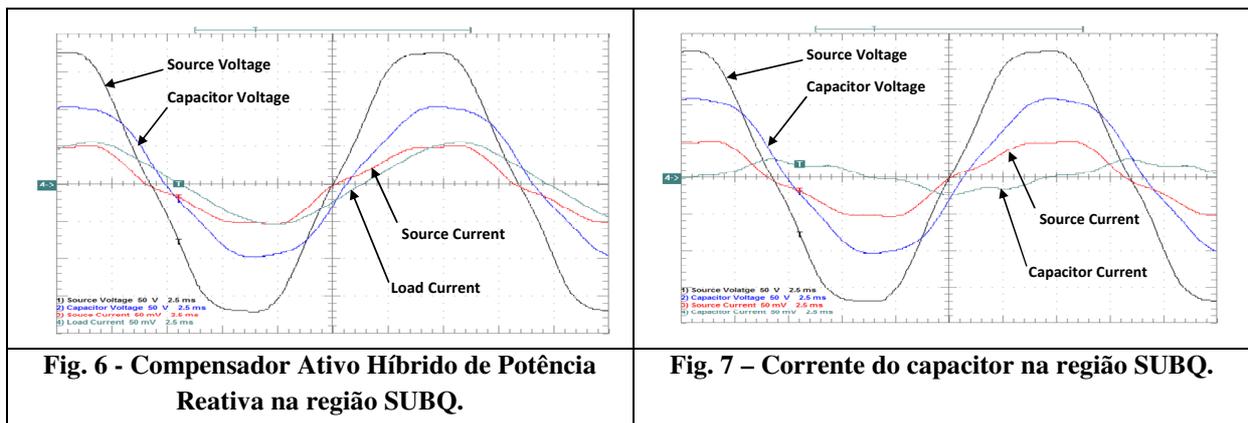


Fig. 5 - Compensador Ativo Híbrido de Potência Reativa na região STDQ.



REFERÊNCIAS

- [1] S.Bhattacharya, D.M.Divan, B.Banerjee, “Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter” EPE Conf. Record,1991, Vol 3,pp 30-35.
- [2] S.Bhattacharya, D.M.Divan “Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System” IEEE/IAS Conf. Record,1995, pp 2531-2540.
- [3] H. Akagi, H. Fujita, “A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems” IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1570-1575, 1995.
- [4] T.Thomas, K.Haddad, G.Joós, A.Jaafari, “Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters” IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016- 1023, 1996.
- [5] S.Bhattacharya, D.M.Divan, T.M.Frank, B.Banerje “Active Filter System Implementation” IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [6] F.Z.Peng, H. Akagi, “A New Aproach to Harmonic Compensation in Power System – A combined of Shunt Passive and Series Active Filter” IEEE/IAS ,Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [7] H. Fujita, H. Akagi, “A Pratical Aproach to Harmonic Compensation in Power System – Series Connection of Passive and Active Filter” IEEE/IAS ,Annual Meeting, pp 1107-1112, 1990.
- [8] S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon, S.Diop, “Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines” PEVD94, pp. 4946-4951. 1994.
- [9] J.Dixon, L.Moran, J.Rodriguez, R.Domke, “Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review”, Proceedings of IEEE, vol.93, no.12, December 2005.
- [10] S.Bhattacharya, D.M. Divan, B.B.Banerjee, “Control and Reduction of Terminal Voltage Harmonic Distortion (THD) in a Hybrid Series and Parallel Passive Filter System”, IEEE PESC record, Seattle, 1993, pp.779-785. 1993.
- [11] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, “Optimizing the Active Series Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current”, IEEE ISIE2007, Vigo, Spain, june, 2007.
- [12] C.H. da Silva, V.F.da Silva, L.E.Borges da Silva, G.L.Torres, R.R.Pereira, “DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame”, IEEE IECON07, Taiwan, 2007.

A Simple Full Digital Adaptive Current Hysteresis Control with Constant Modulation Frequency for Active Power Filters

R.R. Pereira C.H. da Silva L.E.M. Cavalcanti
L.E. Borges da Silva G. Lambert-Torres
Federal University of Itajubá - UNIFEI
Itajubá, Brazil

S.U. Ahn
CPFL Paulista
Campinas, Brazil

J.O.P. Pinto
Federal University of Mato Grosso do Sul - UFMS
Campo Grande, Brazil

B. K. Bose, FELLOW, IEEE
University of Tennessee
Knoxville, USA

Abstract— This paper describes an algorithm to implement a full digital adaptive current hysteresis control. The algorithm can be applied in all types of inverters. The proposed strategy takes care of DC link voltage fluctuations, load parameters variations, and it guaranties constant switching frequency operation keeping the ripple at the smaller possible value. The Fuzzy based algorithm has been developed in such way that no hysteresis-band calculations are needed. The constant switching frequency is important to minimize the power semiconductors losses and to maintain the optimal operation of the output ripple filter. The algorithm is full digitally implemented in DSP and it doesn't need any additional circuits to do the job. It is easy to be programmed, fast and extendable to three-phase applications. Simulation and experimental results have shown the good performance of the algorithm in all practical situations: normal operation, fast load transient, load parameters variation and harmonics follow-up.

Keywords—digital current hysteresis; constant modulation frequency; fuzzy controller; shunt active power filter; digital signal processor (DSP).

I. INTRODUCTION

Active Power Filters application has to face a good amount of problems like: noise in measurements, heating in semiconductors, calculations spent time, ripple filter and so on. Most of those problems are related to the switching of semiconductors. The literature has presented a quite number of techniques for semiconductors switching. The hysteresis is one of those, and shunt active power filters have to use it as the base switching technique. Several digital techniques, to implement current hysteresis, have been shown in literature [1-10]. Some of them are simple hysteresis current control; while others, more sophisticated, use the adaptive strategy [1-2].

This paper proposes a technique based on previous works of Bose [1] and Malesani [2], but introduces a slight different approach to obtain fast transient response, small amount of calculations, constant switching frequency operation, adaptive behavior and fully implemented in DSP's with no need of additional circuits. These previous works propose a variable

hysteresis-band strategy in order to guaranty the hysteresis with constant switching frequency operation and adaptive property.

In Bose's approach, the hysteresis-band are calculated based on current derivatives and load equivalent impedance. This strategy is complicated to be implemented in real time and in applications like Active Power Filters, where the load parameters are not easily determined. In other hand, Malesani's approach proposes an adaptive strategy where the hysteresis-band is continuously updated according to the load impedance, load e.m.f and supply voltage. This approach produces, at the end, a current hysteresis with constant modulation frequency and variable duty cycle. The technique is very powerful, but it still needs the information about the actual current derivatives to predict the next hysteresis-band, what is not very simple when the measures are polluted with noise.

The approach described in this paper takes in account the adaptive idea proposed by Malesani and introduces a new concept, i.e., how to manage the hysteresis-band. The main idea is: instead calculate the hysteresis-band the algorithm just looks the current error, i.e., the positive or negative difference between the reference and the actual current. The current hysteresis will work properly, in the best operation point, when the current error has equal value in lower and upper sides.

The objective of the strategy is to maintain the error as symmetrical as possible, i.e., to keep the hysteresis upper band equal to the hysteresis lower band. To achieve this objective a simple Fuzzy Controller is implemented in order to control the duty-cycle of the hysteresis almost at the same way Malesani [2] did in his paper. The strategy avoids any calculation of derivatives and easily adapts to load parameters variations, as it will be shown in experimental tests.

The technique guaranty fast response and clock synchronized switching frequency. The Fig. 1 shows the block diagram of the setup used to test the strategy. The hysteresis control was implemented using DSP Texas TMS320F2812 and the IGBT's switching frequency was adjusted for 20 kHz.

II. THE ALGORITHM

The adaptive hysteresis algorithm will be described for a single phase current control of an H bridge voltage source inverter (H-VSI). The algorithm is developed for chosen switching frequency for a given pair of IGBT's (1-3 or 2-4), which correspond a period T .

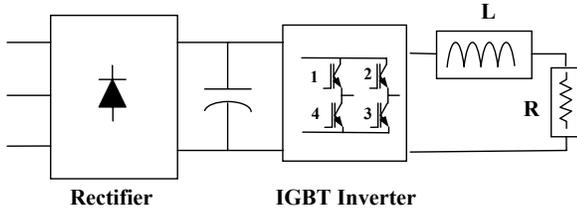


Figure 1 - Block diagram of the set-up.

To simplify the comprehension of the idea behind the algorithm some assumptions has to be done. First, the measurement of current is always accomplished a few microseconds before the commutation time shown in Fig.2. This procedure assures the current error calculated always for the same dynamic condition out of switching transient. Second, there is a switching reference time, placed exactly at middle of time interval reserved for the switching action. Those times, shown in Fig.2, is named $t_k = t_0, t_1, t_2, t_3$ and so on. Third, the current error is calculated as the absolute value of the reference current minus the actual current: $\varepsilon(t_k) = |i_{ref}(t_k) - i_{actual}(t_k)|$.

Let's start the analysis at the semi-period $t_k = t_2$. Assuming, just for simplicity, the last switching action was done at time $t_k = t_1$. The absolute value of current errors $\varepsilon(t_1)$ and $\varepsilon(t_0)$ has already been calculated. There are three different possibilities: the value $\varepsilon(t_1)$ is equal, bigger or smaller than the previous calculated value of $\varepsilon(t_0)$.

The switching action at commutation interval t_2 depends on the absolute difference between these two values. If $\varepsilon(t_1) = \varepsilon(t_0)$ then the next commutation time will be exactly at commutation time t_2 , or in other words $t_2 = t_1 + T/2$. It means a duty cycle of 50% and the hysteresis continuous run balance equally. A more interesting situation happens when $\varepsilon(t_1) > \varepsilon(t_0)$ or $\varepsilon(t_1) < \varepsilon(t_0)$. In these situations compensation is demanded, so the commutation time has to be shifted, from its past value, by $(T/2 + \Delta t_2)$. The value of time shift Δt_k is given by $\Delta t_k = \Delta t_{k-1} + \alpha$, where α is proportional to the difference between the two past values of errors $\delta(t_2) = \varepsilon(t_1) - \varepsilon(t_0)$.

As shown in Fig. 2, the error $\varepsilon(t_1) > \varepsilon(t_0)$, then the time shift, at commutation interval t_2 , will be $T/2 + \Delta t_2$. This action forces an augmentation of the error calculated at commutation interval t_2 , $\varepsilon(t_2)$ and, in consequence, the next calculated error, i.e., the error between the $\varepsilon(t_2)$ and $\varepsilon(t_1)$, decreases from a certain amount.

For the next commutation interval t_3 , the past errors evaluation gives $\varepsilon(t_2) < \varepsilon(t_1)$, then the next commutation time will be $T/2 + \Delta t_3$, where Δt_3 , the same as before, is given by $\Delta t_3 = \Delta t_2 - \alpha$. The sign of displacement time α is also calculated

as function of $\delta(t_3) = \varepsilon(t_2) - \varepsilon(t_1)$. Exactly as described before, this action decreases the current error $\varepsilon(t_3)$ and in consequence increases the next error $\varepsilon(t_4)$. All these actions force the balance of the current error as the system continues to run. So, at every commutation, the algorithm is applied again and again and the error $\varepsilon(t_k)$ tends to vanish. When the current reference is increasing or decreasing, another term $\Delta i_{ref} = i_{ref}(t_1) - i_{ref}(t_0)$ is introduced to adjust the compensation α to reference variation.

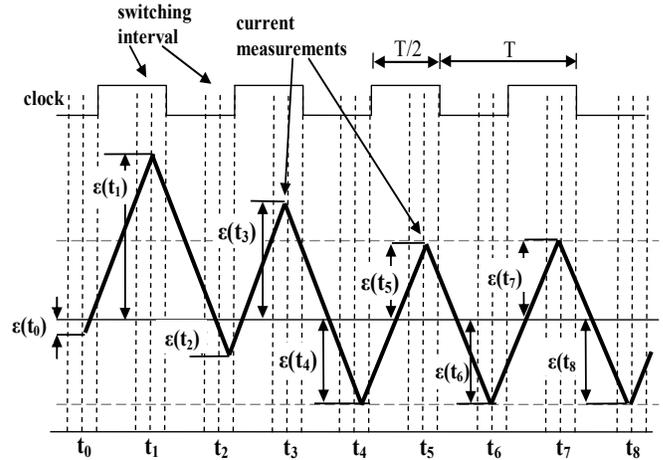


Figure 2 - Adaptive strategy for hysteresis current control.

The value of the compensation displacement α and its sign are calculated based on a set of simple Fuzzy Rules written as:

$$\text{IF } \delta \text{ IS } \mu_{\delta} \text{ AND } \Delta i_{ref} \text{ IS } \mu_{\Delta} \text{ THEN } \alpha \text{ IS } \mu_{\alpha}$$

where μ_{δ} , μ_{Δ} and μ_{α} represents the linguistic Positive and Negative Fuzzy values: Zero, Small, Medium and Big described by specific membership functions in a discrete Universe of Discourse of the variables $\delta(t)$, $\Delta i_{ref}(t)$ and α .

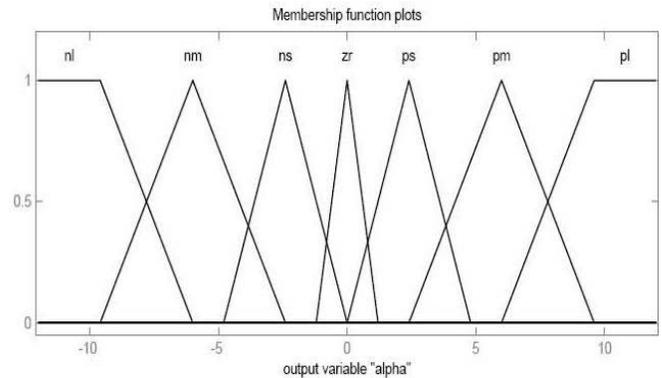


Figure 3 - Membership functions of output (α).

It has to be notice; the strategy forces the current control equate the values of the upper and lower current error. So, instead of calculating at every clock pulse a new value of hysteresis band, the proposed methodology try to equate the upper and lower current errors using a Fuzzy Controller described by a set of Fuzzy Rules.

The membership functions used as fuzzy variable for the inputs δ and Δi_{ref} are the ordinary triangular with crossover in 50%, but to obtain better dynamic response the membership function for the output α was refined and the best fit is shown in Fig. 3. The Fig. 4 shows the Fuzzy Controller rules set.

		Delta (δ)				
		NL	NS	ZR	PS	PL
Δi_{ref}	NL			PM	PM	PL
	NS			PS	PM	PL
	ZR	NM	NS	ZR	PS	PM
	PS	NL	NM	NS		
	PL	NL	NM	NM		

Figure 4 - Inference Rules: Output (α).

III. IMPLEMENTATION

The Fig. 5 shows the block diagram of the algorithm used to implement the proposed technique. To understand how the algorithm works, some assumptions have to be placed. First, the time reserved for each action of a pair of IGBT's is $25\mu s$ (40 kHz), from this time only the last $10\mu s$ is left for compensation purpose (shown in Fig. 2). Second, the actual current measurement is performed in less than $1\mu s$ before the IGBT's command is placed at the output. That is very important to minimize the noise effect at the current measurement. The AD converter runs at 12MHz, it means a valid current measurement, for three phases, takes $0.25\mu s$. Third; all variables used in the algorithm are scaled. This procedure facilitates and minimizes the amount of memory used for the fuzzy membership functions. At the beginning of the algorithm a scale factor is calculated. The maximum range of the current error, $\epsilon_s(k) = |\epsilon(k)| + |\epsilon(k-1)|$, is evaluated. In the next step, the difference between two consecutive current errors are calculated and scaled by this factor, $\delta(k)$, compute by:

$$\delta(k) = [|\epsilon(k)| - |\epsilon(k-1)|] / \epsilon_s(k).$$

A qualitative information of the reference variation is also introduced at this point, $\Delta i_{ref}(k) = i_{ref}(k) - i_{ref}(k-1)$, in order improve the performance of the Fuzzy Controller. The output of the Fuzzy Controller is evaluated using a simplification of the Center of Gravity technique, to minimize calculation burden. Next, there is a test if the current is going up or down, in order to add or subtract the calculated the delay proportional to the value of the Fuzzy Controller output α , as is possible to figure out at Fig.2. The time delay is responsible, at the end, for the switching command to the proper pair of IGBT's. And just before this command takes place, the system reads the actual current as mentioned before. The last action of the algorithm, before return back to the beginning, is to decide which pair of IGBT's is to be switched and it depends on the value of the current error, $\epsilon(k) = |i_{ref}(k) - i_{actual}(k)|$. This action can keep on the older chosen pair of IGBT's or change for a new one. This action allows the system follows the desired reference and in case of a severe transient demand, by the reference, responds with the fastest possible response.

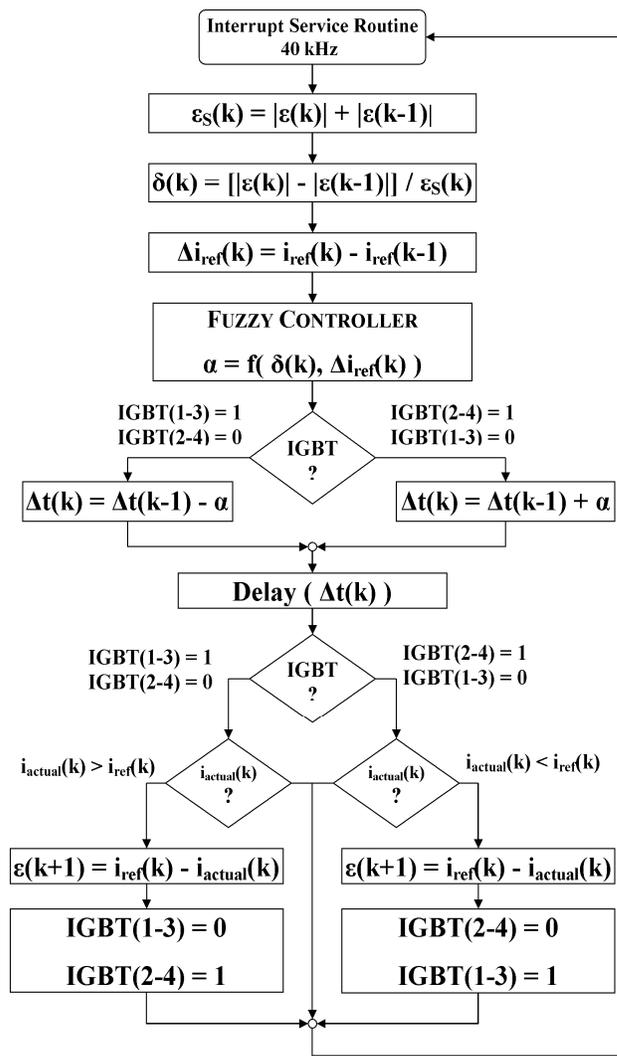


Figure 5 - Block diagram of the algorithm.

IV. SIMULATION RESULTS

The results of simulations are shown Fig. 6, 7 and 8. The Fig. 6 shows an overview of the current hysteresis behavior, where the current reference is a trapezoidal signal varying from 15A to -15A and in a certain moment a variation of load parameter is introduced. The Fig. 7 shows in detail, the moment where a load parameter variation is introduced, i.e, the load inductance change from 5mH to 2.5mH. It is important to notice the algorithm trying to equate the upper and lower current error at this moment. The Fig. 8 shows the behavior of the algorithm for a severe transient in the current reference. At this point, in order to achieve the faster possible transient response, the fuzzy rule based algorithm automatically switch on the right pair of IGBT's and stops the switching until a new current state, ready for continuing the hysteresis behavior, is reached.

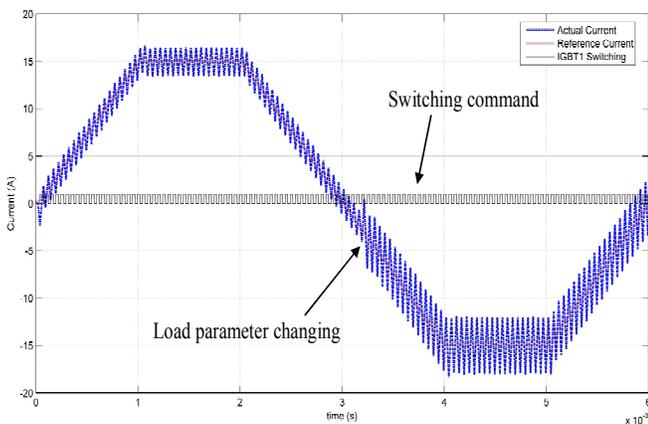


Figure 6 - Trapezoidal signal and load parameter variation (L=5mH to L=2.5mH).

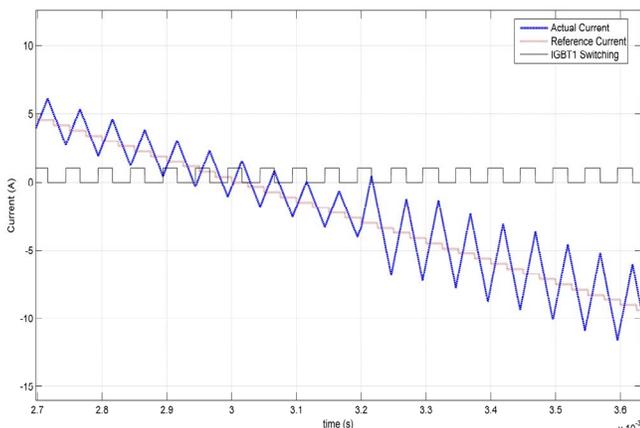


Figure 7 - Trapezoidal signal detail for load parameter variation (L=5mH to L=2.5mH).

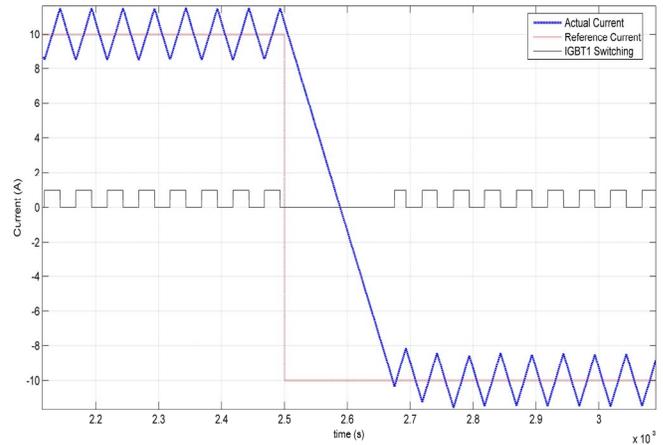


Figure 8 - Simulation of a transient response.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

All the calculations and data acquisition is done using the Spectrum Digital board based in Texas DSP TMS320F2812 running at 150MHz. The time spend to each period of calculations is 25μs, what means 40kHz. The hysteresis algorithm, for one phase, takes 2μs to be accomplish and 10μs is the time range where the compensation will be applied, but during this compensation time others calculations can be done in parallel, because it is just a waiting time. The Fig. 9, 10, 11 and 12 show the experimental results in almost the same situations shown in simulations. The Fig.9 shows the experimental result for normal operation and steady state condition.

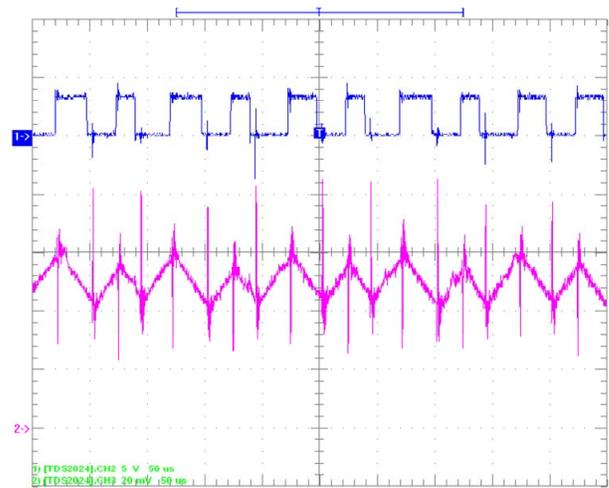


Figure 9 - Experimental result – normal operation.

The small differences between the upper and lower error result from the error in the current measurement due the inherent noise in the current signal. The Fig.10 illustrates the transient response from 8A to -8A. This figure shows the algorithm behavior when a fast transient, in current reference, is imposed. After switch the proper IGBT's pair, the algorithm leaves the current, imposed by the circuit parameters, run freely

until the next soil is reached. The Fig.11 shows the experimental results for a variation in the load parameter, where the inductance has changed from 6.3mH to 2.5mH. The Fig.12 shows the harmonic follow-up, where a current reference wave is composed by a signal of 300Hz with 8A (5th harmonic) added to another with 420Hz and 5.7A (7th harmonic).

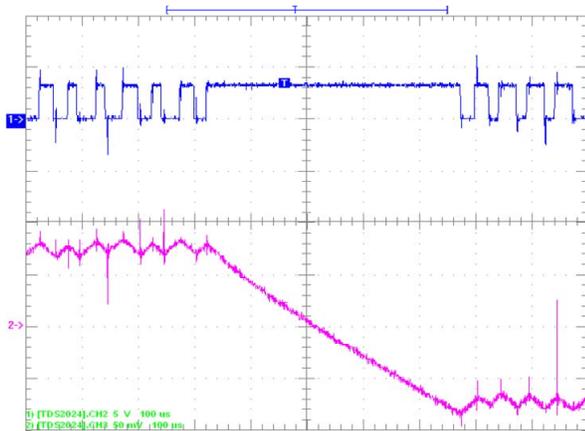


Figure 10 - Experimental result – transient response (8A to -8A).

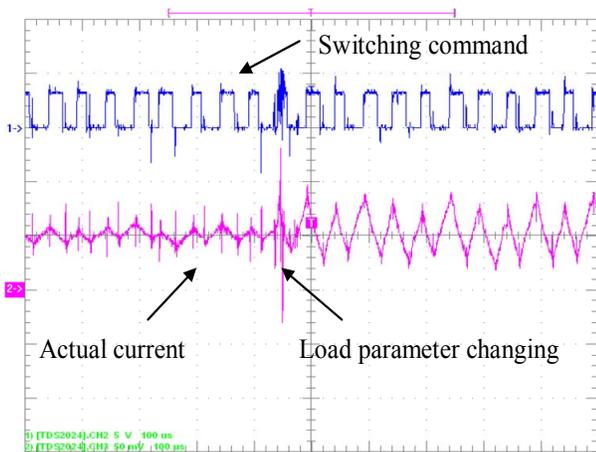


Figure 11 - Experimental result – load parameter variation (L=6.3mH to L=2.5mH).

VI. CONCLUSIONS

The experimental results demonstrate the fast response and the adaptive behavior of the strategy for a current hysteresis controlled by a set of fuzzy rules. The calculus for entire algorithm takes around 2 μ s for each phase using Texas DSP TMS320F2812. The chosen switching frequency of 20kHz represents the time one pair of IGBT's switch on, off and on again. Looking to the experimental results, one can see a slight difference between the upper and lower current error. That is due the inherent noise for this kind of application, what pollutes the information got by the AD converter. The results validate the simulations and the algorithm can be used in all kind of application where a current hysteresis is needed. The software doesn't take too much trouble to be programmed and

it is suitable to be implemented in much less powerful microprocessors.

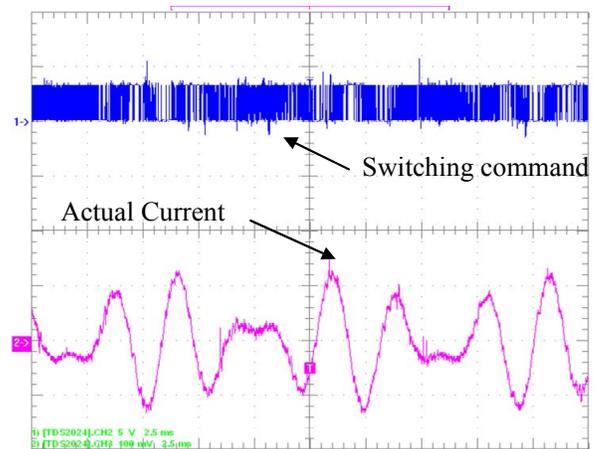


Figure 12 - Experimental result – current harmonic follow-up (5th and 7th).

VII. ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the CNPq, a Brazilian research funding agency, CAPES, in the form of research scholarships, and FAPEMIG, a Minas Gerais State research funding agency, which supported this work.

VIII. REFERENCES

- [1] B.K. Bose, "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.37, No.5, October 1990.
- [2] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tomasin, and A. Zuccato, "Digital adaptive hysteresis control with clocked commutation and wide operating range", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, No.2 March/April, 1996.
- [3] L.Malesani and P. Tenti – "A novel hysteresis control method for current controlled PWM inverters with constant modulation frequency", Proc. Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Meet. 1987, pp. 851-855.
- [4] L. Malesani and P. Tomasin – "PWM current control techniques for voltage source inverters - A survey", IEEE IECON'93 Conf.Rec., Hawaii, pp. 670-675, Nov. 1993.
- [5] A. Nabae, S. Ogasawara, and H Akagi, "A novel control scheme of current-controlled PWM inverters", IEEE Trans. on Industry. Applications , vol IA-2, No. 4, 1986, pp 697-701.
- [6] D Wuest and F Jenni, "Space vector based current control schemes for voltage source inverters", in IEEE PESC'93, Seattle, 1993, pp 986-992.
- [7] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, and P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, No. 4, pp. 1174-1180, July-Aug. 2000.
- [8] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieniakowski, "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters," in Proc. IEEE IECON'94, 1994, pp. 567-575.
- [9] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," in Conf. Rec. IEEE APEC'94, Orlando, FL, Feb. 13-17, 1994, pp. 894-900.
- [10] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel method for variable hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency," in Conf. Rec. IEEE IAS'93, Toronto, Ont., Canada, Oct. 1993, pp. 1122-1129.

DSP Implementation of Three-Phase PLL using Modified Synchronous Reference Frame

Carlos Henrique da Silva, Rondineli R. Pereira, Luiz Eduardo Borges da Silva,
Germano Lambert-Torres, and Valberto Ferreira Silva
UNIFEI, Federal University of Itajuba
Itajuba, Brazil
Email: carloschedas@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br, germano@unifei.edu.br

Abstract: This paper proposes a new algorithm for three-phase digital PLL based on Modified Synchronous Reference Frame (MSRF). This MSRF-PLL is suitable DSP implementation applied to grid connected utility equipments. The algorithm guaranty fast transient response, robust operation under grid disturbance and noise tolerance. The strategy does not use PI controller, what improves the transient response and accuracy of synchronizing output signal. The algorithm is described in details and the practical results, under all types of severe disturbances, are presented and discussed.

I. INTRODUCTION

This paper describes a new strategy to implement a three phase digital PLL, for Active Power Filters, with the faster dynamic response and not sensible to grid distortions.

Since PLL algorithms were proposed to three-phase electric systems, Kaura et al [1] established a robust technique based on standard Synchronous Reference Frame SRF, which presents good performance and fast transient response under non-critical distortion level and for small unbalance condition. Any situation different from these specifications implies in poor phase synchronization, lock loss and distorted output signal.

Utility connected systems such as PWM rectifiers, UPS and Active Power Filters has its performance dependent on PLL accuracy, especially those which the controllers are based on SRF.

PLL structures developed with Instantaneous Power Theory have also been proposed and present the same problems.

The literature about PLL presents several algorithms to implement three phase PLL. Most of them uses Synchronous Reference Frame SRF [1][8][9] or Instantaneous Power Theory [3]. Each new proposed strategy tries to achieve a more reliable behavior and faster dynamic response. Therefore, all of them are strictly dependent of the PI controller in the control loop. Under DC offset, harmonic distortion and voltage unbalance the PI controller itself introduces a wrong phase lock, distorted sinusoidal synchronized signal and poor dynamic response [1][2][3][8][9].

The PLL Algorithm proposed here is based on Modified Synchronous Reference Frame technique (MSRF) and offers quickly lock feature without PI controller neither three-phase voltage measurements. Applied to three-phase utility, the proposed PLL uses just the phase-A voltage measurement reducing sensors. Also, voltage unbalance and harmonic

distortion does not interfere on PLL behavior. Due the fact the proposed strategy doesn't use PI controller in the main loop, the dynamic response is faster and the sinusoidal outputs are always a perfect sinus and cosines needed as reference to SRF algorithm.

The proposed PLL is based on a merge of two main strategies: an adaptation of Coulon Oscillator [5] associated with a properly indexed sinus/cosines lookup table. The PLL was implemented on DSP TMS320F2812 at 40 KHz sweep frequency and the results, under severe grid disturbances, are presented.

The block diagram of the PLL is shown in Fig. 1.

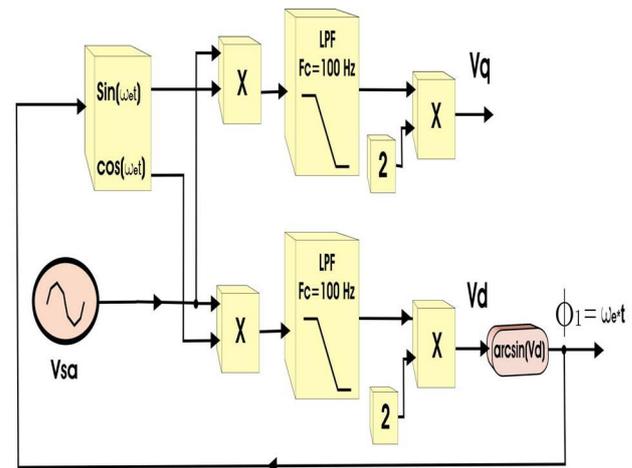


Fig. 1. MSRF-PLL Block Diagram.

II. PLL STRUCTURE

The proposed PLL is based on Modified Synchronous Reference Frame technique (MSRF) presented for the first time in [5] and after in [6]. The standard SFR uses the three phase voltages measurements to generate the synchronized sinus and cosines signals by the decomposition of ABC phase voltages in DQ synchronous axes, where only information of D synchronous axe is used to obtain the phase and the frequency of the grid voltage.

At the same way as the SRF, the MSRF uses the D axe information to get the phase and frequency information in order to synchronize the desired signal; therefore it does not

need the three phase voltage measurement. Only the phase A voltage measurement is acquired.

The MSRF uses, as main strategy, an adaptation of Coulon Oscillator [4] described as follows.

Fig.2 shows the Coulon Oscillator block diagram. In this technique the oscillator imposes the frequency related to the desired frequency signal.

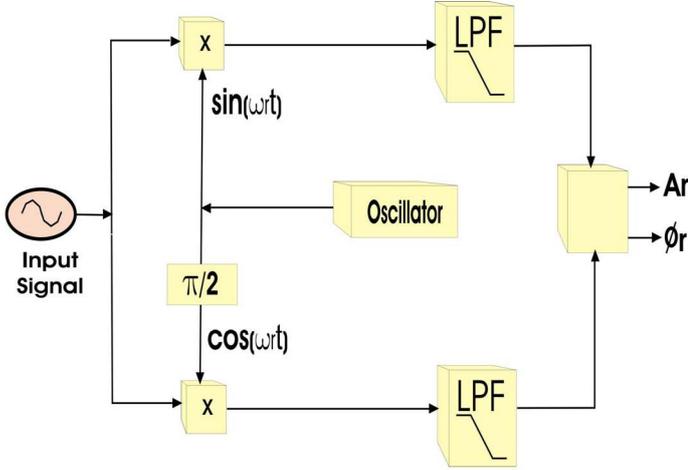


Fig. 2. Coulon Oscillator.

For an input signal $x(t)$ given by:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (1.1)$$

Is possible to define the oscillator frequency $f_r = \omega_r / 2\pi$ and two others signals $x_1(t)$ and $x_2(t)$, where $x_1(t) = x(t) \cdot \sin(\omega_r t)$ and $x_2(t) = x(t) \cdot \cos(\omega_r t)$.

Then is possible to write

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \sin(\omega_r t) \quad (1.2)$$

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(\omega_i - \omega_r)t + \phi_i] - \cos[(\omega_i + \omega_r)t + \phi_i] \} \quad (1.3)$$

and

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \cos(\omega_r t) \quad (1.4)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(\omega_i - \omega_r)t + \phi_i] + \sin[(\omega_i + \omega_r)t + \phi_i] \} \quad (1.5)$$

Defining $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ as a fundamental frequency, $\omega_i = i\omega_1$ and $\omega_r = r\omega_1$, the equations 1.3 e 1.5 become:

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i-r)\omega_1 t + \phi_i] - \cos[(i+r)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (1.6)$$

and

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i-r)\omega_1 t + \phi_i] - \sin[(i+r)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (1.7)$$

To extract the fundamental component of the input signal, r must be unit for the equations 1.6 and 1.7. Hence, is possible to write:

$$x_{1/1}(t) = \frac{A_1}{2} \cos(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \cos(2\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i-1)\omega_1 t + \phi_i] + \cos[(i+1)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (1.8)$$

$$x_{2/1}(t) = \frac{A_1}{2} \sin(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \sin(2\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i-1)\omega_1 t + \phi_i] + \sin[(i+1)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (1.9)$$

The obtained signal, after the modulation, Eq. 1.8 and Eq. 1.9, has a DC component related to Coulon Oscillator frequency, letting the others as AC quantities. The AC quantities, the ripples, have frequencies twice greater than the Coulon frequency, or the fundamental frequency, as is the case of PLL application.

Differently from the three-phase synchronous reference frame transform, where the term related to the synchronous frequency contributes just with DC components, due the cancelling effect between the three phases, here the chosen frequency contributes also with AC quantities on the ripple.

After the resulting signal pass trough a low-pass filter, it is inversely transformed to provide the desired frequency component.

An adaptation of Coulon Oscillator is developed to be applied in the proposed PLL strategy, here named MSRF-PLL and presented at Fig.3.

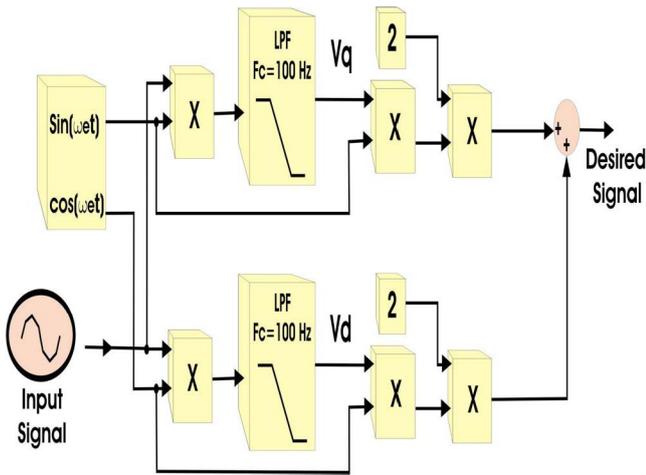


Fig. 3. Adaptation to Coulon Oscillator.

III. MSRF PLL BEHAVIOR

The voltage of interest is the component of the D synchronous pseudo-axis V_d obtained by 1.9. For a sinusoidal input signal V_{sa} , the synchronous pseudo-axis V_d presents a DC voltage component proportional to the difference between V_{sa} phase and the synchronization signal phase, $\Delta\phi_1$, and a ripple due the fundamental frequency and the harmonics components of V_{sa} .

Applied to a low-pass filter, the phase difference $\Delta\phi_1$ can be obtained directly by the function $\arcsin(V_d)$.

Fig.4 illustrates the synchronous pseudo-axis V_d to a hypothetical phase difference of 30° between V_{sa} and the synchronization MSRF signal, $\sin(\omega_e t)$.

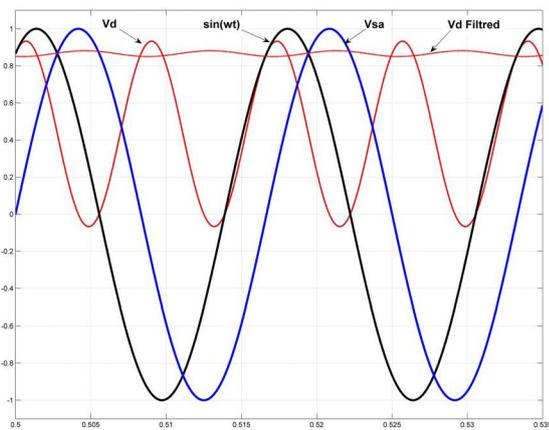


Fig. 4. – Axe V_d under 30° Phase Difference.

Assuming that the phase difference $\Delta\phi_1$ is sufficient small, 1.9 can be linearized and rewritten as in (1.10) :

$$V_d(t) \cong A_1 \cdot (\phi_1) \quad (1.10)$$

Once the phase and the frequency information have been obtained, the phase-lock can be easily attained.

IV. THE PLL BLOCK DIAGRAM

The Fig.5 shows the block diagram of the closed loop control of the MSRF_PLL.

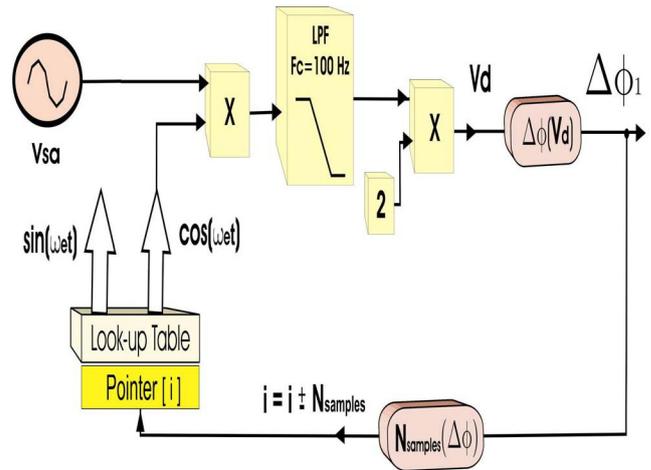


Fig. 5. MSRF-PLL Closed Loop Control.

The sample frequency of the PLL is 40 KHz that gives 668 samples for each 60Hz fundamental frequency period T . It means, each sample has 0.53 electrical degrees. So, the calculated phase difference $\Delta\phi_1$ can be directly related to an equivalent number of samples ($N_{samples}$).

The action to reach the phase lock is taken just shifting the pointer of sinus look-up table (i) by a number of samples ($N_{samples}$) proportional to the phase difference $\Delta\phi_1$. This procedure guaranty the synchronization between the signal $\sin(\omega_e t)$, generated by the look-up table, and the input signal V_{sa} . It has to be notice that the signals $\sin(\omega_e t)$ and $\cos(\omega_e t)$, generated by the look-up table, are a pure sinusoidal free of distortion, when the system is locked. At the moment when the system is locked, the DC component of V_d is zero.

The dynamic response of the MSRF_PLL depends on the dynamic response of the low pass filter used to filter the ripple component of V_d . The 120Hz is the critical component to be filtered from the signal V_d . So, a special attention has to be done to this filter project. In this work, a fourth order Elliptic Filter with 100Hz cutoff frequency was chosen.

V. MSRF PLL IMPLEMENTATION

The MSRF PLL algorithm was implemented using the DSP TMS320F2812 from Texas Instruments with a sample frequency of 40 KHz. The flowchart of the algorithm is shown in Fig.6.

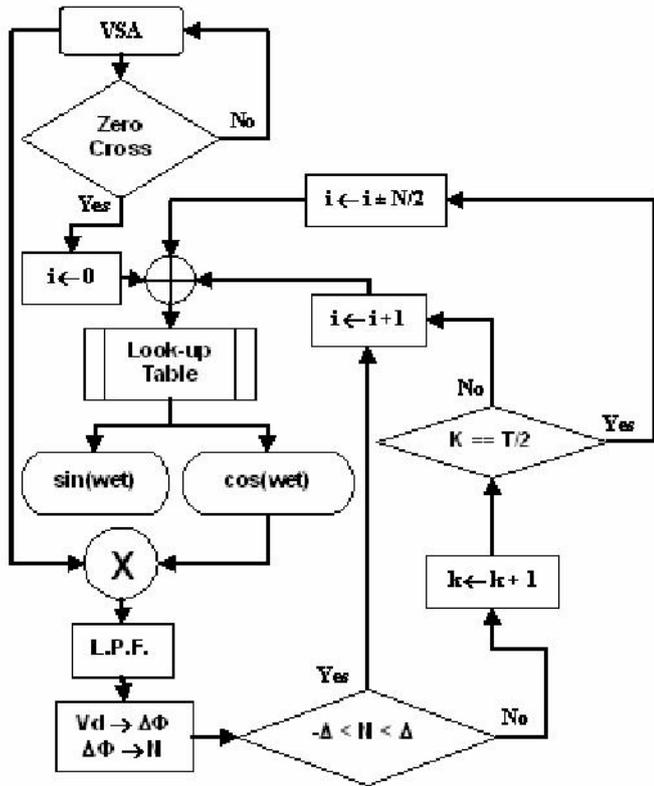


Fig. 6. MSRF-PLL algorithm flowchart.

To activate the algorithm and guaranty the validity of equation 1.10, the DSP waits for the first zero crossing of the signal V_{sa} , and then starts the MSRF_PLL algorithm as was explained before. After start the algorithm the phase error is calculated every sample time, i.e., each $25\mu\text{sec}$.

The maximum phase error accepted is two electrical degrees or four samples shifts, lead or lag.

The control action is taken, when needed, each 334 samples (or $T/2$) defined by the rise time of the chosen low pass filter.

The algorithm takes $4\mu\text{sec}$ to do all calculations.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The Fig.7 shows the transient response for 0.5pu voltage sag. As shown, the MSRF-PLL is not sensible to the voltage sag.

The Fig.8 shows the MSRF-PLL behavior under severe voltage distortion. The clean output PLL signal exhibits its excellent performance.

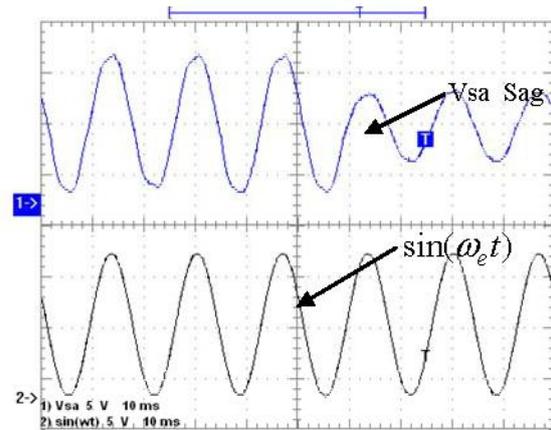


Fig. 7. MSRF-PLL response under a 0.5pu voltage sag.

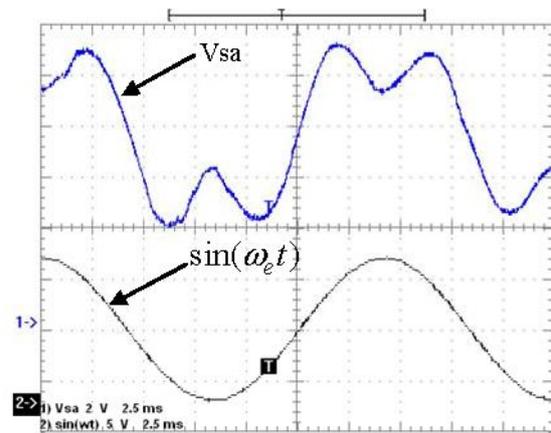


Fig. 8. MSRF-PLL behavior under distorted grid voltage.

The Fig.9 shows another MSRF-PLL characteristic, the noise immunity. The noise presented on voltage V_{sa} is a result of the active power filter switching frequency operation.

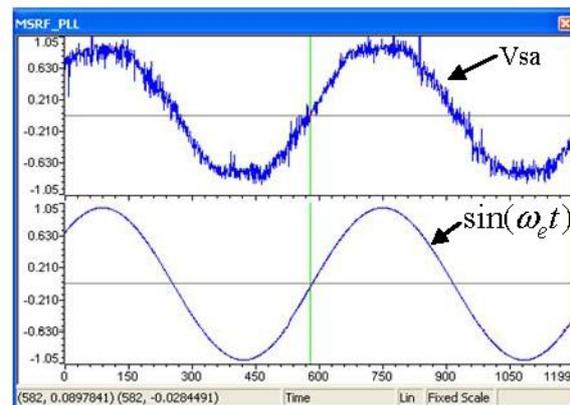


Fig. 9. MSRF-PLL Noise Tolerant.

The Fig.10 shows the MSRF-PLL dynamic response under 30° phase angle jump. The PLL output signal adapts at less than one cycle, providing fast lock characteristic.

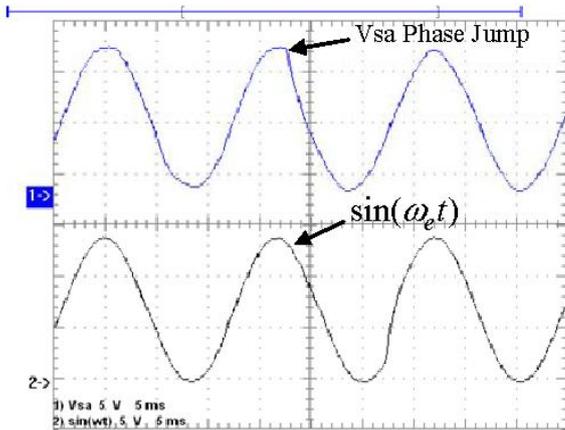


Fig. 10. MSRF-PLL response under 30° phase angle jump.

Finally the Fig.11 shows the worst possible grid disturbance, a sag and a phase angle jump simultaneously. The transient response remains as fast as before.

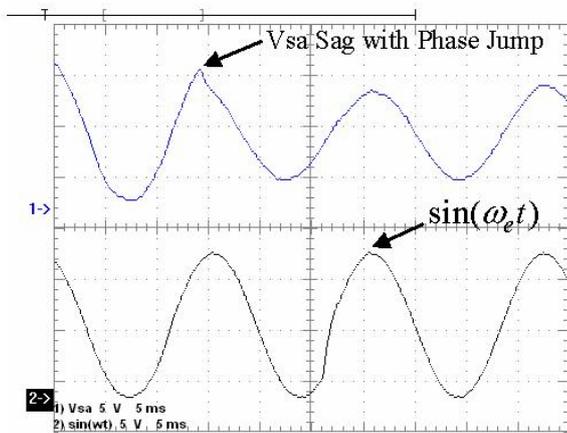


Fig. 11 - MSRF-PLL response under 0.5pu voltage sag with 30° phase angle jump

VII. CONCLUSIONS

The MSRF_PLL has shown to be extremely robust under grid disturbance and always produces a clean sine and cosine despite what happened in the grid voltage.

The dynamic response of the MSRF_PLL, even for a very severe and unusual disturbance, presents a transient response of 2/3 of the fundamental period, i.e., around 10.6msec. The algorithm is also noise tolerant, what it is very important in applications where inverters are used. The MSRF_PLL was

tested under several conditions and the results show the effectiveness of the strategy and robustness of algorithm.

Application of this PLL was done in a Shunt Active Power Filter and the stability and tracking was tested and confirmed under severe harmonic conditions and load fluctuation.

The algorithm is easily implemented in the DSP and no further conditions are demanded.

REFERENCES

- [1] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE trans. on Industry Applications, Vol. 33, no. 1, pp. 58-63, 1997.
- [2] S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems" IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 147, No. 3, May 2000, pp. 213-219
- [3] S. A. O. Silva, and E. A. A. Coelho, "Analysis and Design of a Three-Phase PLL Structure for Utility Connected Systems under Distorted Conditions" Proceedings of Sixty International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON - IEEE, 2004.
- [4] S. Thani, M. Mazaudier, A. Berthon, and S. Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [5] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.
- [6] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, E. H. Takauti, "Optimizing the Series Active Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current" Proceedings of International Conference on Industrial Electronics IEEE/ISIE, 2007.
- [7] P.C. Tan, D.G. Holmes and R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25kv AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68.
- [8] S.M. Silva, B.M. Lopes, B.J. Cardoso Filho, R.P. Campana, and W.C. Boaventura "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems" 39th. Industry Applications Society Annual Meeting. IAS2004.
- [9] L.N. Arruda, S.M. Silva, and B.J. Cardoso Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems". 36th. Industry Applications Society Annual Meeting, IAS2001, USA, 2001.

Estratégia para Mitigação dos Harmônicos de Seqüência Zero em Sistemas Desequilibrados a Quatro Fios

Carlos Henrique da Silva, Luiz Eduardo Borges da Silva, Rondineli R. Pereira,
Germano Lambert-Torres e Edson Hideki Takauti

Resumo—Este artigo discute as limitações do Filtro Ativo Série para sistemas trifásicos a quatro fios em regime desequilibrado e propõe a inserção de uma impedância ativa série no condutor neutro. O controle desta impedância ativa é feito através do Controlador Síncrono Modificado (MSRFC) para mitigar o fluxo das componentes harmônicas de seqüência zero. O desempenho do sistema combinado, constituído por dois filtros ativos série, é simulado com e sem a inserção do filtro ativo série no condutor neutro, e os resultados são apresentados. A simulação confirma a viabilidade da proposição e a discussão mostra a importância do uso da topologia proposta quando filtros ativos série baseados no Controlador Síncrono Padrão (SRFC) são utilizados em sistemas desequilibrados a quatro fios.

Palavras-Chaves—qualidade de energia, distorção harmônica, sistema desequilibrados, filtro ativo.

I. INTRODUÇÃO

A literatura relativa a Filtros Ativos Série baseados em Referência Síncrona (SRF) atem-se geralmente à análise do sistema trifásico a três fios em regime desequilibrado [1-3]. Os sistemas de distribuição trifásicos a quatro fios, entretanto, tem sido mais amplamente empregados para proporcionar altos níveis de potência em baixa tensão. A mudança do regime de operação nos últimos anos devido em parte à proliferação de aplicações envolvendo eletrônica de potência, e ao desequilíbrio inerente dos sistemas de distribuição de energia elétrica, aumentou significativamente as componentes de seqüência zero circulando pelo neutro. Esta condição ocasiona a sobrecarga dos transformadores dos sistemas de distribuição e do condutor neutro. Quando se utiliza os Controladores Síncronos tradicionais em regime desequilibrado é gerado um erro na detecção dos harmônicos, visto que o controlador não é capaz de detectar todos os harmônicos nas fases do sistema [16, 17]. Os erros produzidos pelos controladores síncronos devido ao desequilíbrio podem resultar em um balanceamento indesejado das cargas [4].

Os estudos de Filtros Ativos Série e Paralelo para sistemas

de distribuição trifásicos a quatro fios já foram apresentados [5,6], mas nenhum deles foi desenvolvido a partir de Controladores Síncronos. Duas recentes publicações [7] sugerem a inserção de um Filtro Ativo exclusivamente para o condutor neutro. O primeiro deles trabalha como um capacitor para o circuito de seqüência zero para a detecção da tensão do neutro utilizando a Transformada Hilbert. O outro realiza a supressão da corrente harmônica excessiva no neutro utilizando uma adaptação da Transformada Síncrona para um sistema monofásico.

Neste artigo, são discutidas as limitações da SRF para sistemas trifásicos a quatro fios em regime desequilibrado. A solução proposta é um sistema combinado composto por Filtros Ativos Série, um Filtro Passivo Paralelo e um Filtro Ativo Série adicional no condutor neutro (SAFg). Este filtro adicional é controlado através da estratégia da Referência Síncrona Modificada (MSRF), atuando nas componentes de seqüência zero. A técnica proposta é justificada pelo fato de que o principal objetivo da filtragem harmônica não é alcançado, ou seja, a obtenção de níveis adequados de distorção harmônica de acordo com a norma IEEE 519. As simulações da técnica proposta enfatizam que a MSRF é essencial para a mitigação completa das componentes harmônicas em sistemas desequilibrados a quatro fios.

II. DESEQUILÍBRIO E DISTRORÇÃO HARMÔNICA

No regime desequilibrado, os harmônicos ímpares não seguem a teoria das componentes de seqüência [8]. Entretanto, a partir da teoria das componentes simétricas, um sistema harmônico desequilibrado pode ser decomposto em vários sistemas equilibrados de mesma ordem harmônica e de seqüências zero, positiva e negativa respectivamente (1).

$$\begin{bmatrix} I_h^0 \\ I_h^+ \\ I_h^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{bh} \\ I_{ch} \end{bmatrix} \quad a = \underline{1\angle 120^\circ} \quad (1)$$

Correntes trifásicas em regime desequilibrado são diferentes em amplitude e fase. Consequentemente, quando são somadas não se anulam (adição de fasores), e uma quantidade finita de corrente passa pelo condutor neutro. O aumento do grau de desequilíbrio resulta na elevação da amplitude dos harmônicos não-característicos. Este fenômeno

Os autores da UNIFEI gostariam de agradecer o apoio financeiro proporcionado pelos seguintes órgãos de fomento: CNPq, Fapemig e CAPES.

C. H. da Silva, L. E. Borges da Silva, R. R. Pereira e G. Lambert-Torres são ligados à Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), Itajubá, 37.500-503, Minas Gerais (e-mail: {leborges, germano}@unifei.edu.br).

E. H. Takauti é engenheiro da Energias do Brasil - Bandeirante, São Paulo, São Paulo (e-mail: hideki@enbr.com.br).

é seguido por uma diminuição na amplitude dos harmônicos característicos correspondentes [8].

Quando um conversor de 6 pulsos opera em regime equilibrado, é visto que seus harmônicos característicos seguem a regra $6n \pm 1$ $n=1,2,3\dots$. No entanto, se o sistema de potência for submetido a qualquer tipo de desequilíbrio, pode ser notado o surgimento dos harmônicos não-característicos.

O desequilíbrio imposto ao sistema de potência neste artigo é 9%, (I_-/I_+) , obtido pela adição de uma carga monofásica no barramento trifásico. A carga monofásica e a carga trifásica são conversores do tipo fonte de tensão.

III. O COMPORTAMENTO DA SRF SOB REGIME DESEQUILIBRADO

No sistema analisado, trifásico a quatro fios, as componentes harmônicas de seqüência zero são não-nulas. Apesar disso, na Transformada Park apenas as componentes de seqüência positiva e negativa são modificadas em freqüência [9]. Aplicando a Transformada Park em (1):

$$\begin{bmatrix} I_d(t) \\ I_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d^+(t) \\ I_q^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_d^-(t) \\ I_q^-(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Onde: $I_d^+(t), I_q^+(t)$ e $I_d^-(t), I_q^-(t)$ representam respectivamente os componentes Park de seqüência positiva e negativa de um sistema equilibrado.

Um controlador de seqüência positiva e um de seqüência negativa são necessários. O sistema de controle usado para a implementação do sistema combinado de filtros ativos é descrito em [10].

Um isolador dinâmico para a componente fundamental de seqüência negativa da corrente de carga é implementado através de um controlador síncrono de seqüência negativa. Isto assegura que o filtro ativo série não irá compensar a componente fundamental de seqüência negativa da fonte/carga e deverá realizar apenas a sua função principal - a isolamento harmônica - evitando que o filtro ativo promova o balanceamento da carga, o que é indesejável, como mencionando em [4].

Como mencionado, apenas as componentes harmônicas de seqüência positiva e negativa são modificadas em freqüência. As componentes harmônicas de seqüência zero são ignoradas pela SRF. É necessário, portanto, criar um ambiente que cancela o fluxo das componentes harmônicas de seqüência zero já que elas usam o condutor neutro para poderem circular.

A Figura 1 mostra o sistema combinado proposto, o qual é composto por dois Filtros Ativos Série (SAF) e um Filtro Passivo Paralelo (SPF). O primeiro filtro ativo (SAF1) é colocado entre a fonte e a carga e funciona como um isolador harmônico. O segundo filtro ativo (SAF2) é conectado em série com o filtro passivo e garante que a tensão nos terminais da carga estará livre de distorções. Isto é obtido somando-se os harmônicos em fase oposta. Juntos, eles injetam tensões harmônicas no sistema, $Vsaf_1$ e $Vsaf_2$, respectivamente.

A impedância ativa é consequência da superposição de cada componente harmônica detectada na fonte de corrente.

$$Vsaf_1 = K_1 \cdot \sum_{h=2}^{\infty} Ish(h) \quad (3)$$

Para cada componente harmônica da fonte de corrente Ish , o SAF1 cria uma impedância harmônica K_1 , idealmente infinita, que isola a carga da corrente. Para sistemas desequilibrados K_1^+ , K_1^- e K_1^0 são respectivamente as impedâncias harmônicas ativas de seqüência positiva, negativa e zero. Se uma componente harmônica não é detectada, isto quer dizer que ela não será isolada da fonte.

$$Vscf_1 = K_1 \cdot \left[\sum_{h=2}^{\infty} Ish_{pos}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} Ish_{neg}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} Ish_{zero}(h) \right] \quad (4)$$

Como a SRF não detecta as componentes de seqüência zero da corrente harmônica da fonte, o SAF1 apresenta impedância nula para estas componentes, $K_1^0 = 0$. Logo, não sendo possível implementar a resistência harmônica para as componentes de seqüência zero, elas continuam circulando pelo sistema [15].

Assim como o SAF1, o SAF2 é controlado através da SRF. No entanto o SAF1 é um VSI controlado por corrente, enquanto o SAF2 é um VSI controlado por tensão.

O SRFC detectará todas as componentes harmônicas, incluindo os harmônicos não característicos, para qualquer tipo de desequilíbrio no sistema de potência, desde que não haja caminho para circulação das componentes de seqüência zero.

IV. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA COMBINADO SEM O FILTRO ATIVO NO NEUTRO

A mitigação harmônica é implementada pela isolamento harmônica entre a carga e a fonte através da impedância ativa K_1 , idealmente nula (curto-circuito) para a freqüência fundamental e alta resistência (circuito aberto) para as freqüências harmônicas. Esta impedância é inserida no sistema como uma tensão $Vsaf_1$, compensando a tensão distorcida da fonte. Esta ação elimina o fluxo de correntes harmônicas da fonte para o filtro passivo paralelo. Isto também bloqueia o fluxo de correntes harmônicas da carga para a fonte, confinando-as no filtro passivo.

De acordo com [3], [11] e [12] o comando da tensão instantânea do filtro ativo SAF1, $Vsaf_1$, é:

$$Vaf_1 = K_1 \cdot Ish \quad (5)$$

Neste caso, Ish é a corrente harmônica da fonte e K_1 é o ganho cuja dimensão é ohms. Se K_1 for infinito para a condição ideal, a corrente harmônica da fonte Ish , a tensão ac

do filtro ativo V_{saf_1} e a tensão harmônica no barramento da carga V_{brr} , são dados por:

$$I_{sh} = 0 \quad (6)$$

$$V_{brr} = -(Z_{fh} \cdot I_{lh}) \quad (7)$$

$$V_{saf_1} = V_{sh} + (Z_{fh} \cdot I_{lh}) \quad (8)$$

A potência do SAF1 é dependente da queda de tensão nos terminais do filtro passivo $Z_{fh} \cdot I_{lh}$, e da tensão harmônica da fonte V_{sh} . Para diminuir a potência do filtro ativo SAF1, a tensão harmônica no filtro passivo deverá ser minimizada. No entanto, se I_{lh} contém harmônicos fora da frequência de sintonia do filtro passivo, uma tensão harmônica significativa aparecerá nos terminais da carga.

Para evitar uma sobrecarga no SAF1, um segundo filtro SAF2 é introduzido em série com o filtro passivo. O SAF2 cancela a tensão harmônica que aparece nos terminais do filtro passivo (9). Isto acontece devido à impedância do filtro passivo não ser desprezível, o que gera um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas.

O comando para a tensão ac instantânea do filtro ativo SAF2 [3] V_{saf_2} é dado por:

$$V_{saf_2} = -K_2 \cdot V_{fh} \quad (9)$$

Em condições ideais de controle K_2 é unitário. V_{fh} é a tensão harmônica nos terminais do filtro passivo paralelo e I_{sh} , V_{brr} e V_{saf_2} são dados por:

$$I_{sh} = V_{sh}/Z_{sh} \quad (10)$$

$$V_{brr} = 0 \quad (11)$$

$$V_{saf_2} = V_{sh} \cdot (Z_f/Z_s) + Z_{fh} \cdot I_{lh} \quad (12)$$

As características do filtro ativo sob regime desequilibrado são descritas em [1-3, 11 e 12].

O filtro ativo série é um conversor PWM-VSI monofásico em ponte completa, aqui considerado como uma fonte ideal, controlada independentemente para compensar o desequilíbrio harmônico.

O cálculo dos ganhos K_1 e K_2 é baseado no conceito da “isolação harmônica” [14] e “cancelamento harmônico” [3], onde $I_{sh} = 0$ se $K_1 \gg |Z_s|, |Z_f|$ e $V_{brr} = 0$ se $K_2 = 1$. Nas simulações, K_1 é definido como 5Ω (6 p.u. numa base de 480V e 310KVA) e K_2 é definido como 0,8.

O filtro passivo paralelo (SPF) consiste num filtro RLC sintonizado no 5° e no 7° harmônico, estrela isolada, 76KVA por fase. Os parâmetros são mostrados na Tabela I.

TABELA I
CONSTANTES DO CIRCUITO DO FILTRO PASSIVO

Ordem	Indutância	Capacitância	Qf
5ª	1,5mH	188uF	100
7ª	1,5mH	96uF	100

As Figuras 2a a 2d mostram as correntes do sistema para 9% de desequilíbrio. Aplicando a teoria das componentes simétricas para cada corrente harmônica da carga e comparando-a com a técnica FFT para a corrente da fonte, pode ser concluído que as componentes harmônicas residuais na corrente da fonte são, principalmente, as componentes harmônicas de seqüência zero da corrente de carga não isoladas, já que apenas as impedâncias harmônicas de seqüência positiva K_1^+ e negativa K_1^- foram implementadas [15].

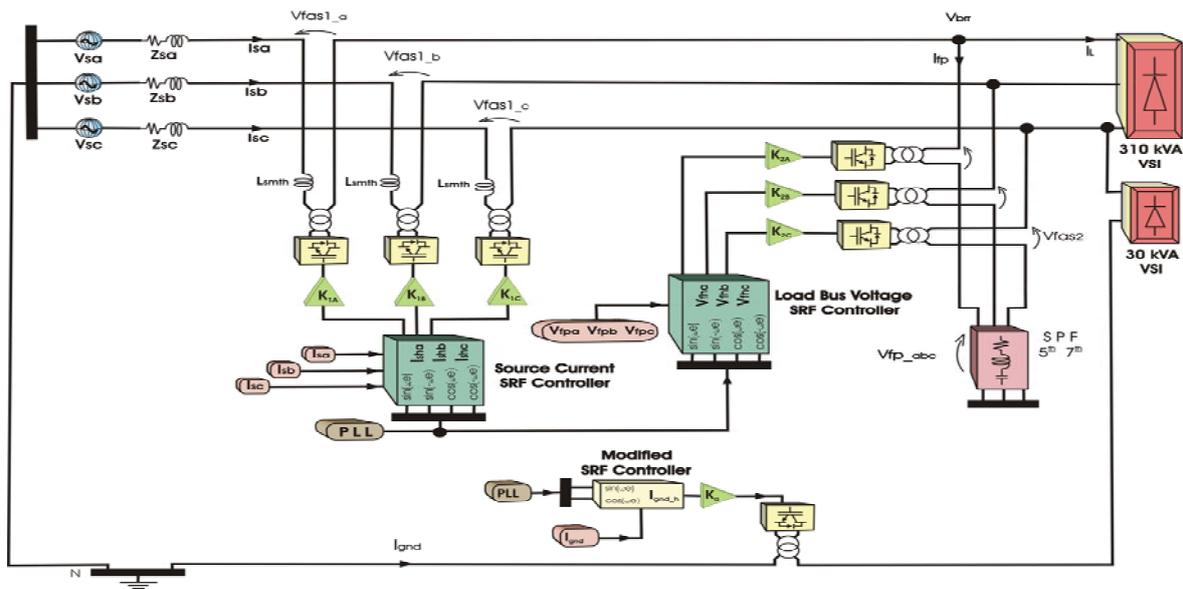


Fig 1 – Implementação do Sistema com Filtros Ativos Série

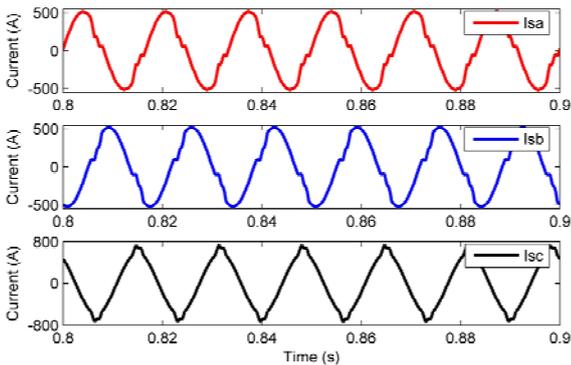


Fig. 2a – Corrente da Fonte

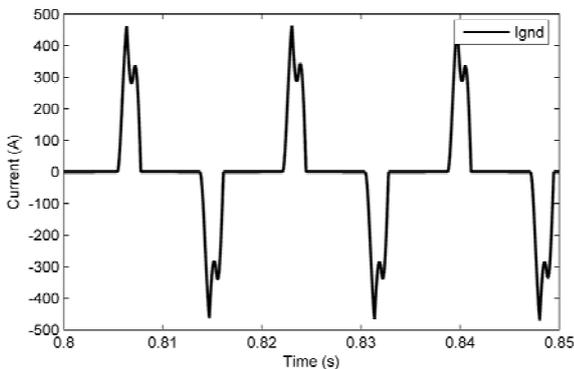


Fig. 2b: Corrente do Neutro

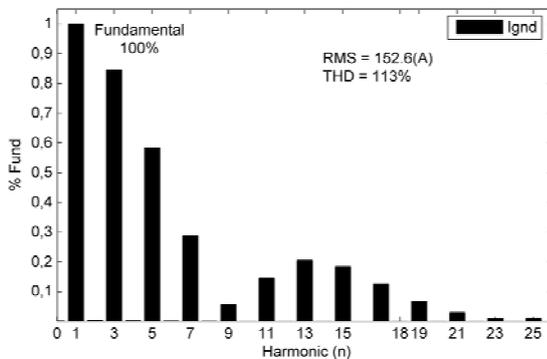


Fig. 2c: Espectro da Corrente do Neutro

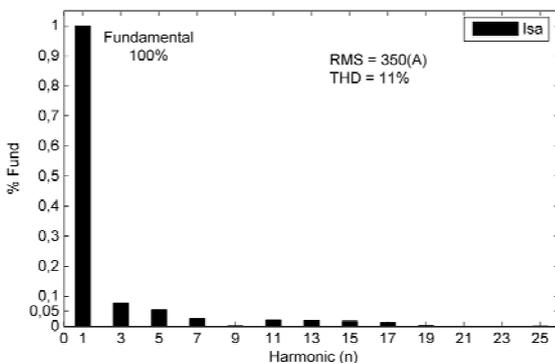
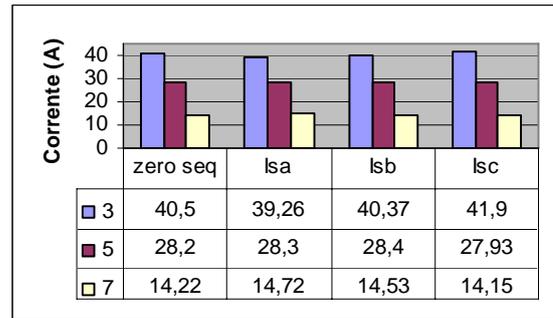


Fig. 2d: Espectro da Corrente da Fonte – Fase A

A Tabela II apresenta os resultados. Mesmo com a inserção do SAF, a corrente da fonte excedeu o limite recomendado pela IEEE 519 de taxa de distorção harmônica (THD), que é estabelecido como sendo de 5% para uma taxa de curto-circuito (SCR) menor que 20. Aqui, a corrente da fonte apresenta uma THD de 11% , 10,77% e 8,71% para as fases A, B e C respectivamente.

TABELA II
VALORES DA CORRENTE DE SEQUÊNCIA ZERO

V. IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO ATIVO SÉRIE DO NEUTRO

Como mencionado anteriormente, a inserção do SAFg bloqueia o fluxo das correntes harmônicas no condutor neutro, através da impedância ativa de sequência zero, a estratégia K_1^o , forçando a corrente da fonte a enquadrar-se nas recomendações da IEEE 519. Por esta razão, o filtro ativo do neutro deverá prevenir a sobrecarga nos transformadores de distribuição, no condutor neutro e nos filtros ativos já existentes. (SAF 1,2).

A corrente harmônica do condutor neutro deverá ser detectada de acordo com o conceito a seguir, chamado de Referência Síncrona Modificada (MSRF):

Uma pseudo-transformada de Park é desenvolvida para aplicação em sistemas monofásicos. O método consiste em multiplicar os sinais medidos, simultaneamente, pelas funções seno e co-seno numa dada frequência [13]. Esta estratégia consegue o mesmo efeito de transformação de uma componente, de certa frequência, numa componente DC, deixando as outras como sinais AC. Após o sinal resultante passar por um filtro passa-baixas, o mesmo sofre uma transformação inversa para gerar as componentes harmônicas desejadas. Cada módulo (transformações / filtros) pode ser utilizado para a extração de componentes harmônicas específicas. Logo, as saídas para cada frequência específica precisam ser somadas para produzir a corrente harmônica de referência para o filtro ativo [14].

No SAFg, a frequência fundamental do neutro é escolhida para ser a componente DC, deixando as outras como sinais ac, como na transformada SRF tradicional. Uma vez que a componente fundamental I_{gnd_fo} é isolada e subtraída da corrente do neutro I_{gnd} , as componentes harmônicas de sequência zero tornam-se disponíveis como referências para o SAFg. A Figura 3a mostra o controlador para o filtro ativo complementar no condutor neutro.

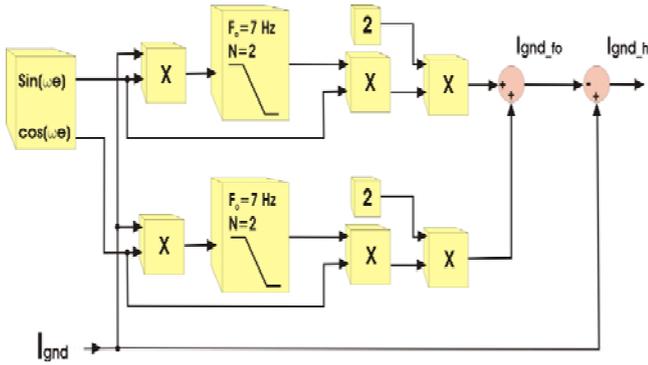


Fig. 3a: Filtro Ativo Série do Neutro

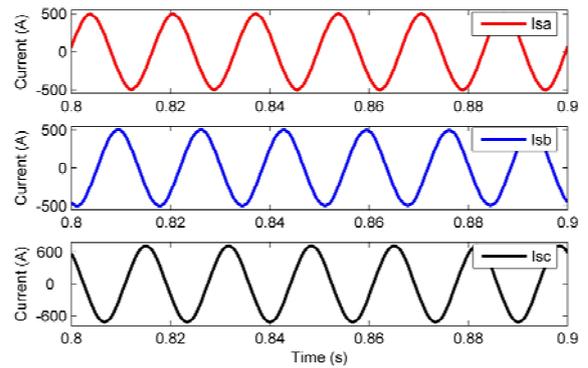


Fig. 4a: Corrente da Fonte

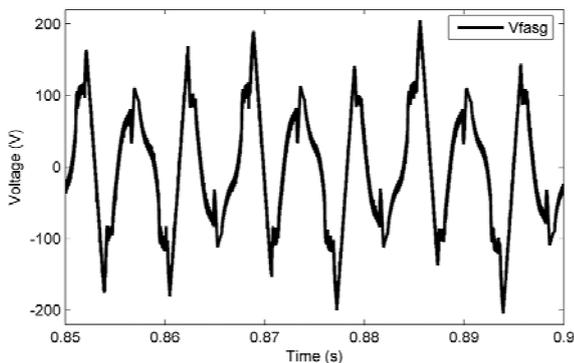


Fig. 3b: Tensão de Saída do FASg

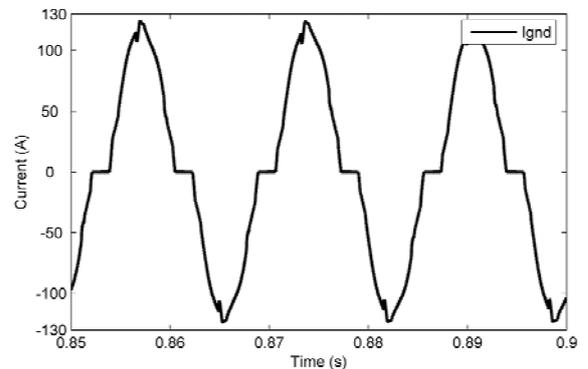


Fig. 4b: Corrente do Neutro

O SAFg também é implementado usando um conversor PWM tipo VSI de ponte-completa. O comando de saída para a tensão $Vfasg$ é dado por:

$$V_{saf_g} = K_g \cdot I_{gndh} \quad (13)$$

O ganho K_g do SAFg é estabelecido como 5, de acordo com o critério usado para o ganho K_1 [11]. É importante observar que a impedância ativa do condutor neutro K_g e a impedância ativa de seqüência zero K_1^o são conceitualmente a mesma coisa. A Figura 3b mostra a tensão de saída do SAFg quando o sistema opera sob 9% de desequilíbrio.

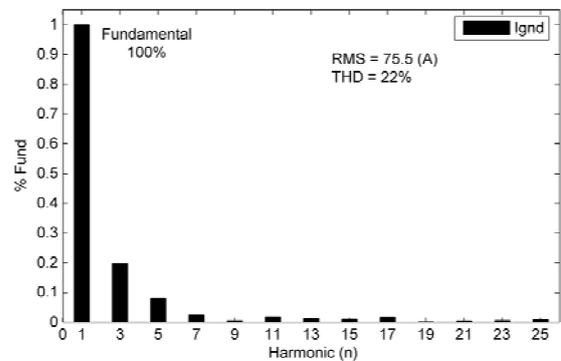


Fig. 4c: Espectro da Corrente do Neutro

VI. DESEMPENHO DO SISTEMA COMBINADO COMPLETO

As figuras 4a a 4e mostram as correntes da fonte e do neutro quando os filtros SAF1, SAF2 e SAFg operam simultaneamente.

É importante notar que mesmo com 9% de desequilíbrio, o sistema combinado atinge os limites recomendados pela norma IEEE 519.

A THD baixou de 10,96%, 10,77% e 8,71%, para 1,78%, 1,81% e 1,47%, para as fases A, B e C respectivamente. A THD da corrente do neutro passou de 113% para 22%

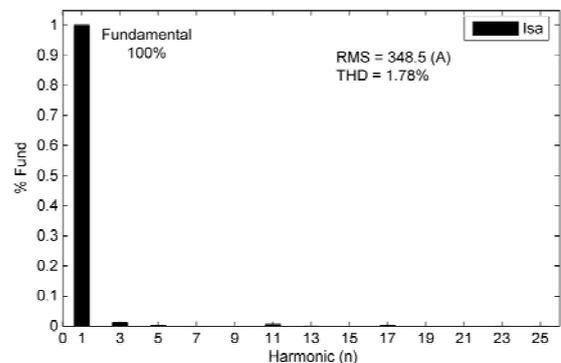


Fig. 4d: Espectro da Corrente da Fase A

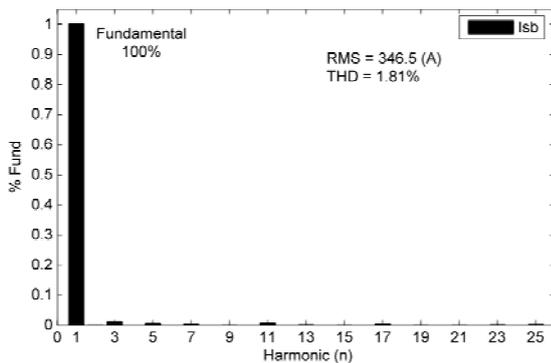
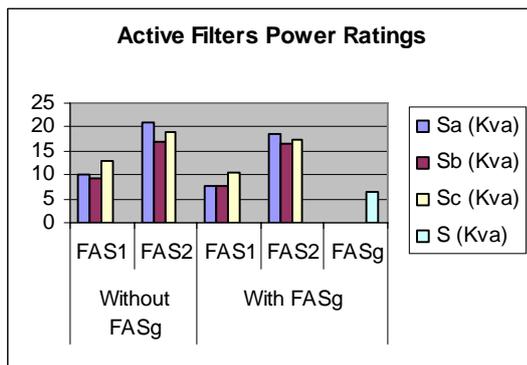


Fig. 4e: Espectro da Corrente da Fase B

VII. VALORES DE POTÊNCIA DO FILTRO ATIVO SÉRIE

A Tabela III mostra o consumo de potência dos filtros para as duas situações estudadas, ou seja, com e sem a presença do SAFg.

TABELA III
VALORES DE POTÊNCIA DO FILTRO



VIII. CONCLUSÃO

O filtro SAFg adicionado ao condutor neutro é altamente recomendável quando as SRF tradicionais são usadas como estratégia de controle para filtros ativos série de potência em sistemas trifásicos a quatro fios operando sob regime desequilibrado. A SRF não é capaz de detectar as componentes harmônicas de seqüência zero, o que não ocorre quando se utiliza o controlador MSRF.

A correção desta falha apresentada pelos controladores síncronos tradicionais, aqui realizada a partir da inserção do FASg torna possível a correção da THD das correntes da fonte para os níveis recomendados pela IEEE 519. Além disto, este procedimento minimiza a sobrecarga imposta aos filtros ativos SAF1, SAF2 e ao condutor neutro. Finalmente, a potência total requerida pelo sistema ativo é reduzida quando as componentes de seqüência zero são mitigadas pelo filtro SAFg.

IX. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Bhattacharya, D.M. Divan e B. Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter" EPE Conf. Record, 1991, Vol. 3, pp. 30-35.
- [2] S. Bhattacharya e D.M. Divan "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System" IEEE/IAS Conf. Record, 1995, pp. 2531-2540.
- [3] H. Akagi e H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems" IEEE Trans. Power Del., Vol. 10, No. 3, pp. 1570-1575, 1995.
- [4] S.D. Round e D.M.E. Ingram, "An Evaluation Of Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in Unbalanced Systems", Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications, Trondheim, 1997, vol. 4, pp. 767-772.
- [5] M. T. Haque e S.H. Hosseini, "A Novel Control Strategy for Active Filters Usable in Harmonic Polluted and/or Imbalanced Utility Voltage Case of 3-Phase 4-Wire Distribution Systems" Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 239-244, 2000.
- [6] T. Thomas, K. Haddad, G. Joós e A. Jaafari, "Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters" IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016- 1023, 1996.
- [7] P.T. Cheng, Y.F. Huang, C.C. Hou, "Desing of a Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase Four-Wire Distribution System", IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 164-171, 2001.
- [8] D.P. Manjure e E.B. Makram, "Impact of Unbalance on Power System Harmonics Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 328-333, 2002.
- [9] P. Verdelho e G. Marques, "Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", IEEE Transactions on Ind. Applications, pp 422 - 427, 1994.
- [10] S. Bhattacharya, D.M. Divan, T.M. Frank e B. Banerje, "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [11] F.Z. Peng e H. Akagi, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System - A combined of Shunt Passive and Series Active Filter", IEEE/IAS Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [12] H. Fujita e H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System - Series Connection of Passive and Active Filter" IEEE/IAS Annual Meeting, pp 1107-1112, 1990.
- [13] S. Tnani, M. Mazaudier, A. Berthon e S. Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [14] P.C. Tan, D.G. Holmes e R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25 kV AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68.
- [15] C.H. Silva, V.F. Silva e L.E. Borges da Silva, "Evaluation of Power-Ratings for Active Series Filter under Unbalanced Condition for a Three-Phase Four-Wire System", IEEE/PESC, Conf. Records, pp. 296-302, 2005.
- [16] C.H. Silva, V.F. Silva e L.E. Borges da Silva, "Active Series Filter Under Distorted and Unbalanced Operation Conditions: Problem or Solution", 8th Brazilian Power Electronics Conference, pp. 304-309, 2005.
- [17] C.H. Silva, V.F. Silva e L.E. Borges da Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems", Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Recife., 2006.

Implementação de um PLL Digital Trifásico para Aplicação em Condicionadores de Energia

Luiz Eduardo Borges da Silva, Se Un Ahn, Carlos Henrique da Silva, Rondineli R. Pereira e Germano Lambert-Torres

Resumo—Este artigo propõe um novo algoritmo para PLL digital trifásico fundamentado na Transformada Síncrona Modificada (MSRF). O MSRF-PLL é implementado via DSP viabilizando sua aplicação em equipamentos conectados ao sistema de elétrico. O algoritmo garante resposta transitória rápida, operação robusta quando sujeito a distúrbios do sistema de potência e tolerância a ruídos. A estratégia não utiliza controlador PI, aprimorando desta maneira a resposta transitória e a precisão do sinal de sincronismo. O algoritmo é descrito em detalhes e os resultados práticos, para vários tipos de distúrbios, são apresentados e analisados.

Palavras-Chaves—qualidade de energia, condicionadores de energia, distúrbios elétricos, controle, PLL.

I. INTRODUÇÃO

ESTE artigo descreve uma nova estratégia para implementação de um PLL digital trifásico, a ser aplicado em filtros ativos de potência, com resposta transitória rápida e insensível às distorções do sistema de potência.

Desde que um algoritmo para PLL foi proposto em sistemas elétricos trifásicos, Kaura et al [1] estabeleceram uma robusta técnica baseada na transformada síncrona padrão SRF, que se caracteriza pelo bom desempenho e resposta transitória rápida sob níveis de distorção não críticos e reduzido grau de desequilíbrio. Qualquer condição diferente desta implica em sincronismo errado, perda de sincronismo e sinal de saída distorcido.

Conversores conectados ao sistema de potência como retificadores PWM, UPS e filtros ativos de potência tem seu desempenho dependente da precisão do PLL, especificamente aqueles cujos controladores são baseados na SRF.

Os PLL desenvolvidos a partir da teoria da potência instantânea IPT, já foram propostos e apresentaram problemas semelhantes.

A literatura relacionada ao PLL contém vários algoritmos relacionados à implementação de PLL trifásicos. A maioria deles utiliza a referência síncrona trifásica [1, 8, 9] ou a teoria da potência instantânea IPT [3]. Cada nova estratégia proposta tenta alcançar desempenhos mais ideais e repostas dinâmicas

mais rápidas. Entretanto, todos eles são extremamente dependentes da característica dinâmicas do controlador PI na malha principal do sistema. Mediante nível DC, distorção harmônica e desequilíbrio de tensão, o controlador PI devido a sua própria concepção impõe erro ao ‘phase lock’, distorção ao sinal senoidal de sincronismo e reposta dinâmica precária [1-3, 8, 9].

O algoritmo do PLL proposto aqui é fundamentado na transformada síncrona modificada MSRF, provendo um rápido travamento de fase sem a necessidade de controlador PI nem de medidas trifásicas de tensão. Aplicados aos sistemas trifásicos, o PLL utiliza apenas a medida de tensão da fase A, reduzindo o número de sensores. Também, o desequilíbrio de tensão e as distorções harmônicas não interferem no comportamento do PLL. Em função da estratégia proposta não utilizar o controlador PI na malha principal de controle, a resposta dinâmica é mais rápida e as saídas são sempre senos e co-senos perfeitos como demandado pelo controle em SRF.

O PLL proposto é concebido a partir da combinação de duas estratégias fundamentais: a adaptação do Oscilador de Coulon [5] associado à indexação de uma tabela de seno e co-seno.

O PLL foi implementado no DSP TMS320F2812 com frequência de varredura a 40 kHz. Os resultados, sob críticos níveis de distúrbios, são apresentados.

O diagrama de bloco do PLL é mostrado na Figura 1.

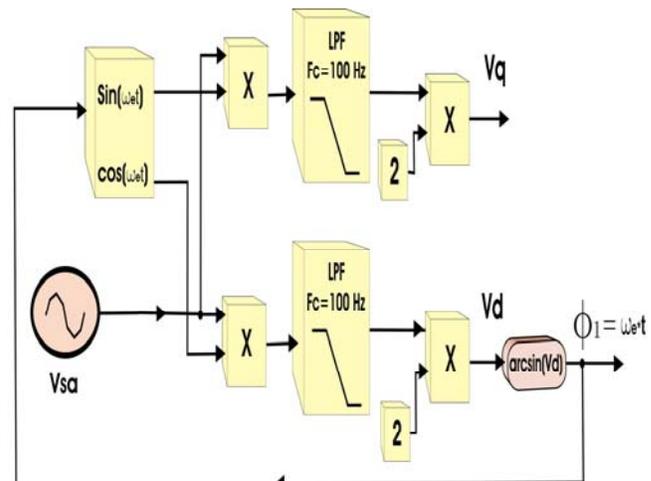


Fig. 1 – Diagrama de Bloco do MSRF-PLL

Os autores da UNIFEI gostariam de agradecer o apoio financeiro proporcionado pelos seguintes órgãos de fomento: CNPq, Fapemig e CAPES.

C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. Borges da Silva e G. Lambert-Torres são ligados à Universidade Federal de Itajubá (UNIFED), Itajubá, 37.500-503, Minas Gerais (e-mail: {leborges, germano@unifei.edu.br}).

J. L. P. Brittes é engenheiro da Companhia Paulista de Força e Luz (CPFL), Campinas, São Paulo (e-mail: jlpbrittes@cpfl.com.br).

II. ESTRUTURA DO PLL

O PLL proposto é baseado na referência síncrona modificada (MSRF) apresentada pela primeira vez em [5] e posteriormente em [6]. A transformada síncrona padrão SFR utiliza a medida das tensões trifásicas para gerar os sinais senoidais e cossenoidais sincronizados através da decomposição das tensões de fase ABC em eixos síncronos DQ, onde apenas a informação do eixo síncrono D é utilizada para se obter as informações de fase e de frequência da tensão do sistema de potência.

Assim como a transformada síncrona padrão, a MSRF utiliza a informação do eixo síncrono D para obtenção das informações de fase e frequência objetivando a sincronização ao sinal desejado; entretanto a medida trifásica das tensões é dispensável. Apenas a tensão da fase A é utilizada.

A MSRF utiliza como estratégia principal, uma adaptação do Oscilador de Coulon [4] descrito a seguir.

A Figura 2 exibe o diagrama de blocos do Oscilador de Coulon. Nesta técnica o oscilador impõe a frequência a ser analisada, contida no sinal de entrada.

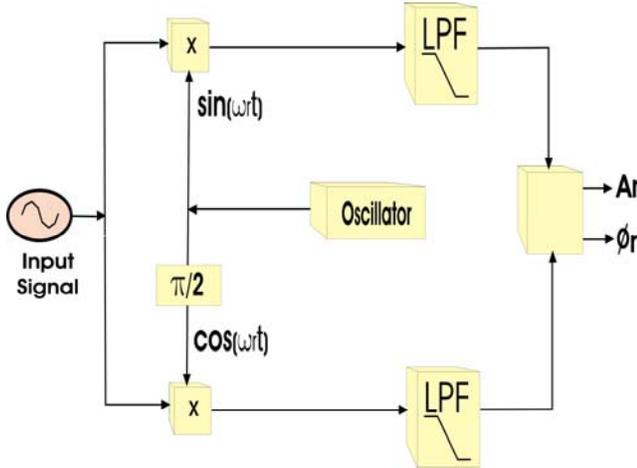


Fig. 2 – Oscilador de Coulon.

Seja o sinal de entrada $x(t)$ definido por:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (1.1)$$

É possível descrever a frequência do oscilador $f_r = \omega_r / 2\pi$ e dois outros sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$, onde $x_1(t) = x(t) \cdot \sin(\omega_r t)$ e $x_2(t) = x(t) \cdot \cos(\omega_r t)$.

Então, reescreve-se:

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \sin(\omega_r t) \quad (2)$$

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(\omega_i - \omega_r)t + \phi_i] - \cos[(\omega_i + \omega_r)t + \phi_i] \} \quad (3)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \cos(\omega_r t) \quad (4)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(\omega_i - \omega_r)t + \phi_i] + \sin[(\omega_i + \omega_r)t + \phi_i] \} \quad (5)$$

Definindo $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ como a frequência fundamental, $\omega_i = i\omega_1$ e $\omega_r = r\omega_1$, as equações 1.3 e 1.5 tornam-se:

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i-r)\omega_1 t + \phi_i] - \cos[(i+r)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (6)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i-r)\omega_1 t + \phi_i] - \sin[(i+r)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (7)$$

Para extrair a componente fundamental do sinal de entrada, r deve ser unitário nas equações 6 e 7. Desta maneira obtém-se:

$$x_{1/1}(t) = \frac{A_1}{2} \cos(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \cos(2\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \cos[(i-1)\omega_1 t + \phi_i] + \cos[(i+1)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (8)$$

$$x_{2/1}(t) = \frac{A_1}{2} \sin(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \sin(2\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \{ \sin[(i-1)\omega_1 t + \phi_i] + \sin[(i+1)\omega_1 t + \phi_i] \} \quad (9)$$

O sinal obtido após a modulação, equações 8 e 9, contém uma componente DC relacionada à frequência do Oscilador de Coulon, e uma componente AC relacionada às demais frequências. As componentes AC, ripples, possuem frequências duas vezes maiores que a frequência do oscilador de Coulon, isto é, a frequência fundamental no caso do PLL.

Diferentemente da transformada síncrona trifásica, onde o termo relacionado à frequência síncrona contribui apenas para a parcela DC, em função do efeito anulatório entre as fases, aqui a frequência escolhida contribui também com as componentes AC contida no ripple.

Posteriormente, o sinal resultante passa por um filtro passa-baixa e é então inversamente transformado para obtenção da componente de frequência desejada.

Uma adaptação no Oscilador de Coulon é desenvolvida para aplicação na estratégia do PLL proposto, aqui denominada MSRF-PLL e apresentada na Figura 3.

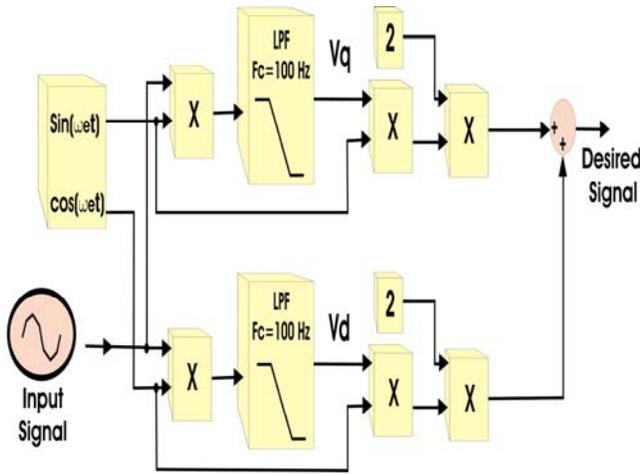


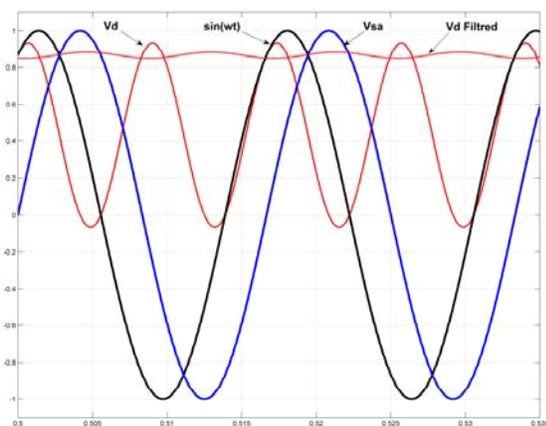
Fig. 3 – Adaptação do Oscilador de Coulon

III. COMPORTAMENTO DO MSRF-PLL

A tensão de interesse é a componente D do pseudo-eixo síncrono V_d obtida na equação 9. Para um sinal de entrada senoidal V_{sa} , o pseudo-eixo síncrono V_d contém uma componente de tensão DC proporcional a diferença de fase entre V_{sa} e o sinal de sincronização, $\Delta\phi_1$, e ripples relacionados às componentes fundamental e frequências harmônicas contidas em V_{sa} .

Aplicado ao filtro passa-baixa, a diferença de fase $\Delta\phi_1$ pode ser obtida diretamente pela função $\arcsin(V_d)$.

A Figura 4 ilustra o pseudo-eixo síncrono V_d para uma diferença de fase hipotética de 30° entre V_{sa} e o sinal de sincronismo via MSRF, $\sin(\omega_e t)$.

Fig. 4 – Eixo Vd para Diferença de Fase de 30°

Considerando que a diferença de fase $\Delta\phi_1$ seja suficientemente pequena, a equação 9 pode ser linearizada e reescrita como (10):

$$V_d(t) \cong A_1 \cdot (\phi_1) \quad (10)$$

Uma vez que as informações de fase e frequência sejam obtidas, o travamento de fase, 'phase-lock', pode ser facilmente efetuado.

IV. A ESTRATÉGIA DO MSRF-PLL

A Figura 5 mostra o diagrama de blocos em malha fechada do controle do MSRF-PLL.

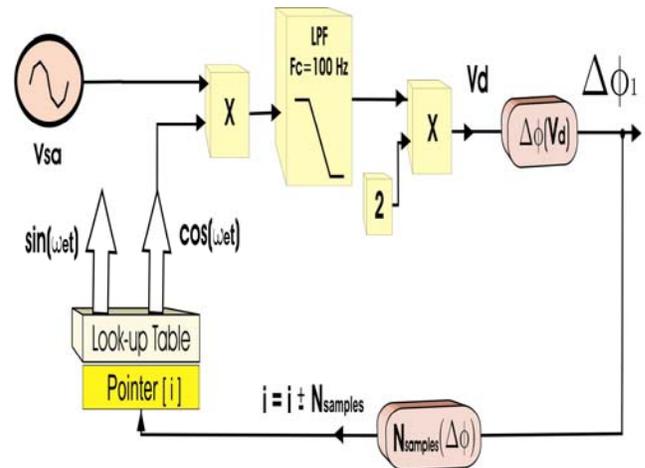


Fig. 5 – Malha de Controle do MSRF-PLL

A frequência de amostragem do PLL é 40 kHz resultando em 668 amostras para cada período T da frequência fundamental, 60Hz. Isto significa que, cada amostra contém 0.53 graus elétricos. A diferença de fase calculada $\Delta\phi_1$ pode ser então diretamente relacionada a um número equivalente de amostras ($N_{samples}$).

A ação realizada para obter o 'phase lock' é aplicada apenas deslocando-se o ponteiro da tabela da função seno (i) um número de amostras ($N_{samples}$) proporcional à diferença de fase $\Delta\phi_1$. Este procedimento garante o sincronismo entre o sinal $\sin(\omega_e t)$, gerado a partir da tabela, e o sinal de entrada V_{sa} . Deve ser observado que os sinais $\sin(\omega_e t)$ e $\cos(\omega_e t)$, obtidos a partir da tabela, são sinais senoidais puros, livres de distorção. No instante em que o sistema é travado, phase lock, a componente DC de V_d é zero.

A resposta dinâmica do MSRF-PLL é dependente da resposta dinâmica do filtro passa-baixa utilizado para filtrar o ripple contido em V_d . A frequência de 120 Hz é a componente crítica a ser filtrada no sinal V_d . Assim, uma atenção especial deve ser destinada ao projeto deste filtro. Neste trabalho, um filtro elíptico de quarta ordem com frequência de corte em 100Hz foi utilizado.

V. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO MSRF-PLL

O algoritmo do MSRF-PLL foi implementado no DSP TMS320F2812 da Texas Instruments com frequência de amostragem de 40 kHz. O fluxograma do algoritmo é exibido na Figura 6.

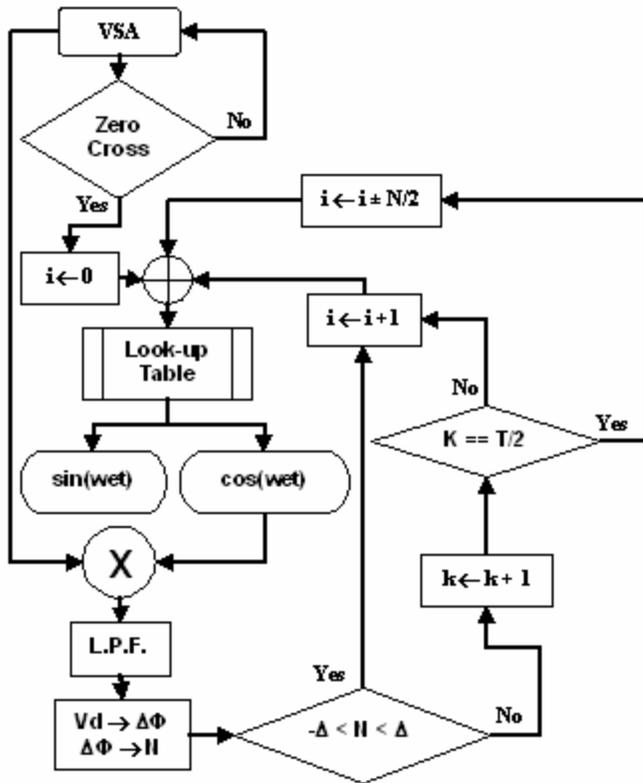


Fig. 6 – Fluxograma do MSRF-PLL

Para iniciar o algoritmo e garantir a validade da equação 1.10, o DSP aguarda a primeira passagem pelo zero de V_{sa} , e então inicia a execução do algoritmo MSRF_PLL como explicado anteriormente. Depois de inicializado o algoritmo, o erro de fase é calculado a cada período de amostragem, i.e., a cada 25μsec.

O máximo erro de fase aceitável é de dois graus elétricos ou o deslocamento de quatro amostras, adiantadas ou atrasadas.

A ação de controle é tomada, quando necessária, a cada 334 amostras (ou $T/2$) definida pelo tempo de subida do filtro passa - baixa escolhido. O algoritmo é completamente executado em 4μs.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 7 mostra a resposta transitória para um afundamento de tensão de 0.5 pu. Como observado, o MSRF-PLL é indiferente ao afundamento de tensão.

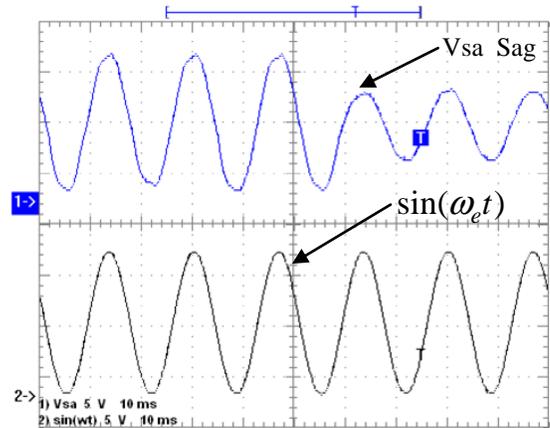


Fig. 7 – Resposta do MSRF-PLL para Sag de 0.5pu

A Figura 8 mostra o comportamento do MSRF-PLL sob níveis severos de distorção da tensão. O sinal de saída limpo do PLL sinal demonstra seu excelente desempenho.

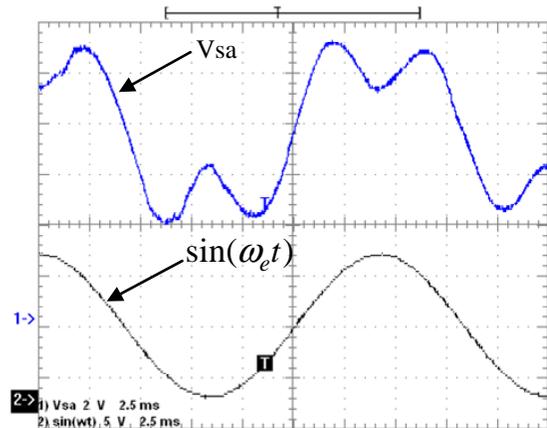


Fig. 8 - Comportamento para Tensão Distorcida

A Figura 9 exibe outra característica do MSRF-PLL, a imunidade ao ruído. O ruído contido em V_{sa} é resultado da frequência de chaveamento proveniente da operação do filtro ativo de potência.

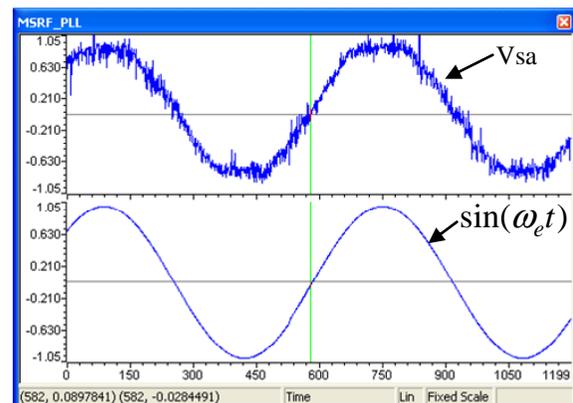


Fig. 9 - Imunidade ao Ruído

A Figura 10 mostra a resposta dinâmica do MSRF-PLL para um salto de fase de 30° . O sinal de saída PLL adapta-se em menos de um ciclo, impondo agilidade à ação de sincronismo.

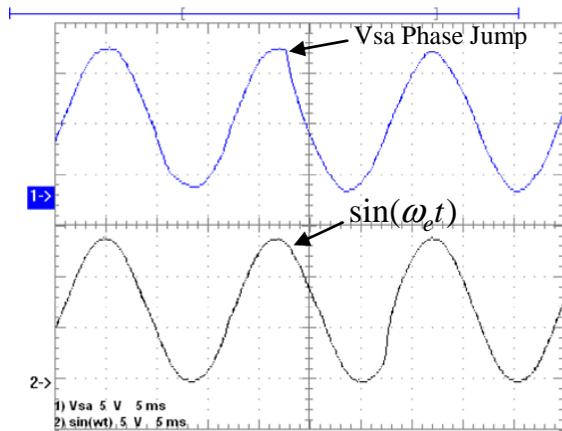


Fig. 10 - Resposta para Salto de Fase de 30°

Finalmente, a Figura 11 exibe o pior distúrbio imposto ao sistema de potência, o afundamento de tensão associado ao salto de fase. A resposta transitória se mantém tão rápida quanto anteriormente.

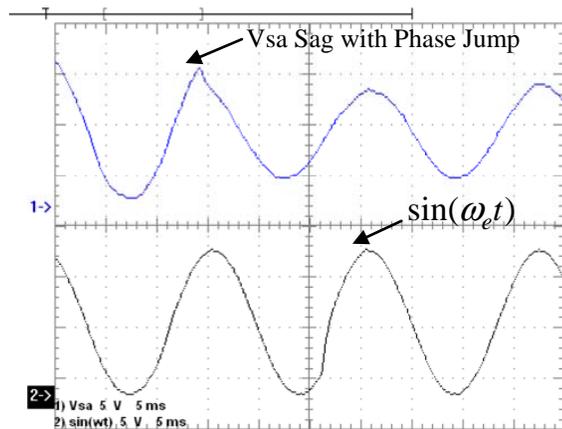


Fig. 11 – Resposta do MSRF-PLL para Afundamento de 0.5pu com Salto de Fase de 30°

VII. CONCLUSÃO

O MSRF_PLL se mostrou extremamente robusto aos distúrbios presentes no sistema de potencia, provendo sempre senos e co-senos puros independentemente da natureza do distúrbio contido na tensão do sistema.

A resposta dinâmica do MSRF_PLL, mesmo para os distúrbios severos e incomuns, situa-se em $2/3$ do período da frequência fundamental, i.e., aproximadamente 10,6 ms. O algoritmo é também imune ao ruído, característica esta importante em aplicações onde inversores são utilizados. O MSRF_PLL foi testado sob condições severas e os resultados exibem a eficiência da estratégia e a robustez do algoritmo.

A utilização deste PLL se deu em um filtro ativo paralelo e a estabilidade bem como o sincronismo foram testados e confirmados sob condições harmônicas e flutuação de carga severa.

O algoritmo é facilmente implementado no DSP e nenhuma melhoria futura é demandada.

VIII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] V. Kaura e V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, pp. 58-63, 1997.
- [2] S.-K.Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems" IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 147, No. 3, May 2000, pp. 213-219.
- [3] S.A.O. Silva, E.E.A.A. Coelho, "Analysis and Design of a Three-Phase PLL Structure for Utility Connected Systems under Distorted Conditions" Proceedings of Sixty International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON - IEEE, 2004.
- [4] S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon e S.Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [5] C.H. Silva, V.F. Silva e L.E. Borges da Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.
- [6] C.H. Silva, V.F. Silva, L.E. Borges da Silva e G. Lambert-Torres, "Optimizing the Series Active Filters under Unbalanced Conditions Acting in the Neutral Current " Proceedings of International Conference on Industrial Electronics IEEE/ISIE, 2007. *To be published.*
- [7] P.C. Tan, D.G. Holmes e R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25kv AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68.
- [8] S.M. Silva, B.M. Lopes, B.J. Cardoso Filho, R.P. Campana e W.C. Boaventura, "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems" 39th. Industry Applications Society Annual Meeting. IAS2004.
- [9] L.N. Arruda, S.M. Silva e B.J. Cardoso Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems". 36th. Industry Applications Society Annual Meeting, IAS2001, USA, 2001.