

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Aplicação de Filtros Adaptativos
em Compensadores Híbridos de
Reativo**

Sílvia Costa Ferreira

Itajubá, março 2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sílvia Costa Ferreira

Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo

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:

Carlos Henrique da Silva

Março 2012

Itajubá

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá ó
Bibliotecária Cristiane N. C. Carpinteiro- CRB_6/1702

F383a

Ferreira, Sílvia Costa

Aplicação de filtros adaptativos em compensadores híbridos de reativo. / por Sílvia Costa Ferreira. -- Itajubá (MG) : [s.n.], 2012.
151 p. : il.

Orientador : Prof. Dr. Luis Eduardo Borges da Silva.

Coorientador : Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva.

Dissertação (Mestrado) ó Universidade Federal de Itajubá.

1. Filtros adaptativos sintonizados. 2. Processamento de sinais. 3. Compensadores de reativo. 4. Qualidade da energia elétrica. I. Silva, Luis Eduardo Borges da, orient. II. Silva, Carlos Henrique da, coorient. III. Universidade Federal de Itajubá. IV. Título.

Agradecimentos

Meu Agradecimento , em primeiro lugar, a Deus, Senhor da minha vida, por ter guiado meus passos durante essa caminhada, por ter me dado força necessária para continuar;

Aos meus pais, Tomás e Abigail, por terem muitas vezes abdicado de suas vontades para realizarem as minhas, e pelo empenho para que eu chegasse onde estou, sem vocês não seria possível;

A minha irmã, Rute, pela companhia e convívio. Pelos cuidados, pelas conversas, pelas brigas e pelas risadas. E a minha irmã, Ana, que apesar de distante sempre apoiou e se orgulhou das minhas decisões. Pela compreensão, pelos encontros e pelo enorme carinho.

Ao meu namorado, Léo, por ter compartilhado comigo todas as alegrias e dificuldades até aqui. Por estar ao meu lado, pelos cuidados e conselhos, pela imensa paciência e principalmente pelo amor.

A minha amiga Janaina, que nestes seis anos de convivência se tornou praticamente uma irmã. E também, aos novos amigos da Pós-Graduação, e aos amigos mais antigos que sempre torceram pelo meu sucesso.

Aos meus amigos e colegas de trabalho, Robson e Rondineli, um agradecimento especial, pelo companheirismo, pelo conhecimento compartilhado e por toda ajuda no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Carlos Henrique pela orientação, pela disponibilidade e pelo comprometimento com este trabalho.

Ao Prof. Luiz Eduardo pela oportunidade e confiança. Por seus conselhos e por sua colaboração no meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Ao Prof. Germano, Prof. Valberto, Prof. Rezek e Prof. Tadeu pelo incentivo e oportunidades.

Ao povo brasileiro e a CAPES pelo apoio financeiro.

Aos demais amigos, familiares e a todos que de alguma forma participaram desta vitória.

"Porque eu estou bem certo de que nem a morte, nem a vida, nem os anjos, nem os principados, nem as coisas do presente, nem do porvir, nem os poderes, nem a altura, nem a profundidade, nem qualquer outra criatura poderá separar-nos do amor de Deus"

Este trabalho propõe a aplicação de Filtros Adaptativos Sintonizados como base para a estratégia de controle de um Compensador Híbrido de Potência Reativa.

A topologia do Compensador Híbrido é composta por um filtro ativo associado em série com um banco de capacitores. Essa associação permite controlar continuamente o fluxo de potência reativa. Pois, a tensão imposta pelo filtro ativo pode ser modificada de maneira a atender as necessidades de compensação da carga. Esta combinação soluciona uma das principais desvantagens do uso de bancos de capacitores que é o fornecimento de potência reativa fixa.

Entretanto, o controle adequado do fluxo de potência reativa implica em identificar corretamente a potência reativa requerida pelo sistema. Para isto, propõe-se o uso de Filtros Adaptativos Sintonizados como base para o cálculo desta potência em ambientes nos quais a tensão e a corrente são distorcidas.

A estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado, por sua vez, é capaz de se adaptar as constantes mudanças no sistema elétrico, inclusive as de frequência. Apresentando maior flexibilidade e robustez se comparada as técnicas tradicionais.

O objetivo principal deste trabalho é analisar as características de compensação de potência reativa pelo Compensador Híbrido baseado no uso de Filtros Adaptativos como estratégia fundamental de controle. Para tanto, são analisadas diferentes condições de operação do sistema elétrico, comprovando através de simulações e resultados práticos, a eficiência da aplicação proposta.

This work proposes a new control strategy based on Adaptive Notch Filter applied to a Hybrid Var Compensator.

The Hybrid Var Compensator is composed by a small rate active power filter in series with a capacitor bank. This topology allows controlling the reactive power flow continuously. Since, the active power filter voltage can be modified to provide the reactive power required by the load. This combination is able to overcome the main drawbacks related with use of capacitor banks, as fixed reactive power compensation.

However, the appropriate reactive power flow control involves the correct detection of the system reactive power. For that, the use of Adaptive Notch Filters is proposed to indentify the reactive power drawn for the system under nonsinusoidal conditions.

The Adaptive Notch Filter structure, in turn, is able to adapt to the continuous changes in the power system, including frequency variations. In addition, it presents more flexibility and robustness if compared to traditional techniques.

The main objective of this work is to analyze the features of reactive power compensation by the Hybrid Var Compensator based on Adaptive Notch Filters algorithms. For this purpose, the compensator behavior is analyzed under different conditions. Simulation and practical results are presented in order to prove the effectiveness of the proposed application.

Sumário

Resumo	i
Abstract	ii
Sumário	iii
Lista de Ilustrações	vi
Lista de Abreviaturas	ix
Capítulo 1	
Introdução.....	1
Capítulo 2	
Compensadores de Reativo	5
2.1- Compensadores Tradicionais	5
2.1.1 - Capacitores Fixos ou mecanicamente chaveados	5
2.1.2 - Compensadores síncronos.....	6
2.2- Compensadores Estáticos.....	6
2.2.1 - Capacitor Chaveado por Tiristor (TSCs)	6
2.2.2- Reator Controlado por Tiristor (TCRs).....	7
2.3 - Compensadores Autocomutados.....	7
2.4 - Filtros Ativos	9
2.5 - Filtros Híbridos	9
2.5.1 - Filtro Ativo Série/ Filtro Passivo Paralelo	10
2.5.2 - Filtro Ativo Paralelo/ Filtro Passivo Paralelo	11
2.6 - O Compensador Híbrido de Reativo.....	12
2.4.1- Princípio de Funcionamento: Referência na tensão da fonte.....	15
2.4.2- Princípio de Funcionamento: Referência na tensão do capacitor	16
Capítulo 3	
Técnicas Aplicadas na Compensação de Potência Reativa.....	18

3.1 - Princípios da Compensação de Potência Reativa	18
3.2 - Definições de Potência Reativa	20
3.3 - Técnicas de Extração de Conteúdo Harmônico e Componente Reativa da Corrente	23
3.3.1 - Teoria da Potência Instantânea	24
3.3.2 - Referência Síncrona	26
Capítulo 4	
Filtros Adaptativos	29
4.1 - Filtros Adaptativos Sintonizados	32
4.1.1 - Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS	34
4.1.2 - Filtro Adaptativo Sintonizado Baseado na Estimção de Frequência	35
Capítulo 5	
Aplicação de Filtros Adaptativos na Compensação de Potência Reativa	43
5.1 - Sistemas Monofásicos	43
5.2 - Sistema Trifásico Equilibrado	48
5.3 - Sistema Trifásico Desequilibrado	49
5.3.1 - Método para Extração da Componente de Sequência Positiva	51
Capítulo 6	
Resultados de Simulação	56
6.1 – Simulações: Sistema Monofásico	56
6.1.1 – Filtro Adaptativo Sintonizado	57
6.1.2 – Obtenção dos Sinais de Referência para o Controle	60
6.1.3 – Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação	63
6.1.4 – Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação	65
6.2 – Simulações: Sistema Trifásico Equilibrado	67
6.2.1 – Obtenção dos Sinais de Referência para o Controle	67
6.2.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação	69
6.2.3 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação	72
6.3 – Simulações: Sistema Trifásico Desequilibrado	75

6.3.1 – Extração da Componente de Sequência Positiva	76
6.3.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação.....	77
6.3.3 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação.....	79
Capítulo 7	
Resultados Experimentais	82
7.1 - Visão geral do Protótipo	82
7.2 - Carga do Link DC.....	85
7.3 - Resultados Experimentais: Filtro Adaptativo Sintonizado	87
7.4 - Resultados Experimentais: Controle de Potência de Reativa	88
7.4.1 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação.....	89
7.4.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação.....	92
7.4.3 - Controle de Potência Reativa: Transitório de Carga.....	95
Capítulo 8	
Conclusões	98
8.1 - Trabalhos Futuros	99
Referências Bibliográficas	101
Diagramas de Simulação.....	105
Produções Científicas.....	111

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 - Topologia do TSC	6
Figura 2.2 - Topologia do TCR.....	7
Figura 2.3 - Topologia do Compensador Autocomutado.....	8
Figura 2.4 - Diagrama em Blocos de um Filtro Ativo Paralelo.....	9
Figura 2.5 - Topologia da Combinação de Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo	10
Figura 2.6 - Circuito Equivalente da Combinação de Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo.....	10
Figura 2.7 - Topologia da Combinação de Filtro Ativo Paralelo e Filtro Passivo Paralelo	11
Figura 2.8 - Circuito Equivalente da Combinação de Filtro Ativo Paralelo e Filtro Passivo Paralelo.....	12
Figura 2.9 - Topologia do Compensador Híbrido	13
Figura 2.10 - Circuito Equivalente Compensador Híbrido na Frequência Fundamental	14
Figura 3.1 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: Sistema sem Compensação.....	18
Figura 3.2 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: Sistema com Compensação	19
Figura 3.3 - Triângulo de Potências para um sistema puramente senoidal	21
Figura 3.4 - Representação Fasorial da Transformada de Clarke.....	24
Figura 3.5 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea.....	26
Figura 3.6 - Construção de um Filtro Passa Alta Através de um Filtro Passa Baixa	26
Figura 3.7 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Transformada Síncrona	28
Figura 4.1- Estrutura geral de um Filtro Adaptativo	29
Figura 4.2 - Estrutura de um Filtro FIR	30
Figura 4.3- Estrutura de um Filtro IIR	31
Figura 4.4- Diagrama de Bode de Magnitude de um Filtro Sintonizado.....	33
Figura 4.5- Estrutura para o Filtro Adaptativo Sintonizado	34
Figura 4.6- Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado.....	35
Figura 4.7– Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado.....	40
Figura 4.8– Diagrama em Blocos Detalhado do Algoritmo	41
Figura 4.9– Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado Trifásico	42
Figura 5.1– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Monofásicos.....	44
Figura 5.2- Obtenção da Tensão de Referência para o Controle.....	47
Figura 5.3– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Trifásicos Equilibrados	48
Figura 5.4– Obtenção da Tensão de Referência para o Controle para Sistemas Trifásicos Equilibrados	49
Figura 5.5– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Trifásicos Desequilibrados.....	50
Figura 5.6– Transformada de Clarke para Sistemas Trifásicos Desequilibrados.....	53
Figura 5.7– Separação em Componentes de Sequência Positiva, Negativa e Zero.....	53
Figura 5.8– Transformada de Clarke para as componentes Sequência Positiva e Negativa	54

Figura 5.9– Resultado Final da Transformada de Clarke para o Sistema Desequilibrado	54
Figura 5.10– Obtenção da Componente de Sequência Positiva	55
Figura 6.1 - Decomposição Harmônica da Corrente pelo Filtro Adaptativo Sintonizado.....	58
Figura 6.2 - Comportamento do Filtro Adaptativo Sintonizado em Transitório de Carga.....	59
Figura 6.3 - Extração Conteúdo Harmônico da Corrente com Filtro Adaptativo Sintonizado.....	60
Figura 6.4 - Extração Conteúdo Harmônico da Tensão com Filtro Adaptativo Sintonizado	61
Figura 6.5 - Espectro Harmônico da Tensão e da Corrente Antes e Depois da Isolação Harmônica.....	61
Figura 6.6 - Principais Sinais de Referência do Controle de Potência Reativa Monofásico.....	62
Figura 6.7 – Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$	63
Figura 6.8 – Compensador Híbrido na Região de Subcompensação para $\alpha = 5^\circ$	64
Figura 6.9 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$	64
Figura 6.10 – Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 45^\circ$	65
Figura 6.11 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$	66
Figura 6.12 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$	66
Figura 6.13 - Extração Conteúdo Harmônico da Corrente da Fase A com Filtro Adaptativo Sintonizado.....	68
Figura 6.14 - Extração Conteúdo Harmônico da Tensão da Fase A com Filtro Adaptativo Sintonizado	68
Figura 6.15 - Espectro Harmônico da Tensão e da Corrente na Fase A Antes e Depois da Isolação Harmônica.....	69
Figura 6.16 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$	70
Figura 6.17 - Compensador Híbrido na Região de Subcompensação para $\alpha = 5^\circ$	71
Figura 6.18 -Obtenção do Sinal de Referência Trifásico para $\alpha = 5^\circ$	71
Figura 6.19 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$ para Sistema Trifásico Equilibrado	72
Figura 6.20 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 45^\circ$	73
Figura 6.21 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$	74
Figura 6.22 -Obtenção do Sinal de Referência Trifásico para $\alpha = 45^\circ$	74
Figura 6.23 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$ para Sistema Trifásico Equilibrado	75
Figura 6.24 - Extração da Componente de Sequência Positiva.....	76
Figura 6.25 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$	77
Figura 6.26 - Compensador Híbrido na Região de Subcompensação para $\alpha = 5^\circ$	78
Figura 6.27 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$ para Sistema Trifásico Desequilibrado	79
Figura 6.28 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 45^\circ$	80
Figura 6.29 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$	80
Figura 6.30 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$ para Sistema Trifásico Desequilibrado	81
Figura 7.1 - Visão Geral do Protótipo do Compensador Híbrido de Reativo.....	82
Figura 7.2 - Visão Detalhada dos Transformadores de Acoplamento e dos Bancos de Capacitores	83
Figura 7.3 - Módulos Conversores de Frequência	84
Figura 7.4 - Módulos de Aquisição e Processamento de Dados	84
Figura 7.5 - Ponte Tiristorizada Trifásica com Carga RL.....	85
Figura 7.6 - Diagrama Fasorial Carga Link DC.....	86
Figura 7.7 - Diagrama Fasorial Carga Link DC e Controle Potência Reativa	86

Figura 7.8 - Extração da Componente Fundamental da Tensão pelo Filtro Adaptativo Sintonizado.....	87
Figura 7.9 - Extração da Componente Fundamental da Corrente pelo Filtro Adaptativo Sintonizado	88
Figura 7.10 - Condições Iniciais do Sistema: Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$	89
Figura 7.11 – Região de Nominal: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$	90
Figura 7.12 - Região de Sobrecompensação: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$	90
Figura 7.13 - Atuação do Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação.....	91
Figura 7.14 - Transitório de Potência Reativa para $\alpha = 60^\circ$	92
Figura 7.15 - Condições Iniciais do Sistema: Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$	92
Figura 7.16 - Região de Nominal: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$	93
Figura 7.17 - Região de Subcompensação: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$	93
Figura 7.18 - Atuação do Compensador Híbrido na Região de Subcompensação.....	94
Figura 7.19 - Transitório de Potência Reativa para $\alpha = 30^\circ$	95
Figura 7.20 - Atuação do Controle em Transitório de Carga.....	96
Figura 7.21 - Comportamento da Tensão de Controle em Transitório de Carga	96

Lista de Abreviaturas

Abreviaturas	Significado
SVC	Static Var Compensator
TSC	Tyristor Switching Capacitor
TCR	Tyristor Controlled Reactor
PWM	Pulse Width Modulation
STATCOM	Static Synchronous Compensator
DVR	Dynamic Voltage Restore
UPFC	Unified Power Flow Controller
DFT	Discrete Fourier Transform
RDFT	Recursive Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
STFT	Short Time Fourier Transform
SRF	Synchronous Reference Frame
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
DSP	Digital Signal Processor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commuted Thyristor
VSC	Voltage Source Converter
ANF	Adaptive Notch Filter

Capítulo 1

Introdução

O conceito de compensação de potência reativa envolve uma área ampla, especialmente relacionada com o conceito de qualidade da energia elétrica. Uma vez que muitos destes problemas podem ser atenuados ou até mesmo resolvidos com controle adequado de potência reativa.

Em geral, os problemas de compensação de reativo são colocados sobre dois pontos de vista: da carga ou da fonte. Do ponto de vista da fonte esta compensação é geralmente requerida para reduzir flutuações de tensão. E do ponto de vista da carga os objetivos são basicamente aumentar o fator de potência, controlar o fluxo de potência reativa proveniente da fonte de alimentação e garantir regulação de tensão [1].

Bancos de capacitores são largamente utilizados em sistemas de distribuição para compensar potência reativa da carga e conseqüentemente fator de potência. Entretanto, o uso de banco de capacitores está associado a uma série de problemas. O principal deles é o fato de um banco ser capaz de fornecer apenas quantidades fixas de potência reativa. De modo que, quando ocorrem variações de carga, o uso destes bancos pode causar sobretensão ou subtensão no sistema. Outro problema associado ao uso de capacitores surge quando o sistema elétrico está poluído por harmônicos. Neste caso, pode ocorrer ressonância entre o capacitor e a reatância do sistema de distribuição [2].

Como alternativa, diferentes tipos de condicionadores, capazes de fornecer potência reativa variável e solucionar as principais desvantagens do uso de banco de capacitores, são encontrados na literatura [1]. Iniciando com os compensadores estáticos (SVCs), tais como: Capacitor Chaveado a Tiristor (TSC), Reator Controlado por Tiristor (TCR) e suas derivações. E seguidos de tecnologias mais modernas, baseadas em conversores do tipo PWM tais como: STATCOM, DVR, UPFC, entre outros [1].

Dentre estas diversas topologias, os Filtros Ativos de Potência também surgem com uma alternativa para a compensação de potência reativa, desde que possuam uma estratégia de controle adequada [3],[4].

Entretanto, o custo destes equipamentos para aplicações industriais ainda é muito elevado. Por isso, uma opção é utilizar estruturas do tipo híbridas, formadas pela combinação entre compensadores ativos e passivos.

Diversas topologias de Filtros Híbridos são propostas na literatura [5]-[13], associando filtros ativos e passivos de maneiras distintas. Em todos os casos, o compensador ativo é responsável por fornecer apenas uma parcela da potência total de compensação. O que resulta em redução de custo, ou ainda, permite a sua aplicação em níveis mais elevados de potência.

Por estes motivos, estas topologias têm sido amplamente utilizadas para a compensação de componentes harmônicas e também para o controle do fluxo de potência reativa na frequência fundamental.

Neste trabalho utiliza-se uma topologia de um Compensador Híbrido formado pela combinação entre um filtro ativo e um banco de capacitores [9]. Esta topologia é capaz de controlar a quantidade de potência reativa entregue ao sistema pelo banco de capacitores, através do controle da tensão imposta pelo filtro ativo. Esta estrutura associada a uma estratégia de controle adequada é capaz de solucionar as principais desvantagens do uso de banco de capacitores sozinhos.

Em aplicações deste tipo, a maior dificuldade está em identificar e quantificar a grandeza em que se deseja controlar, ou seja, a quantidade real de potência reativa. Para executar esta tarefa, em cenários onde a tensão e principalmente a corrente são distorcidas, é necessário o uso de técnicas de extração do conteúdo harmônico.

Muitas técnicas são propostas e comparadas na literatura [14]-[18]. E são divididas basicamente em: técnicas no domínio do tempo e técnicas no domínio da frequência.

No domínio da frequência, os algoritmos utilizados são baseados na análise de Fourier, tais como: DFT, RDFT, FFT, STFT e Wavelets. Porém, estes métodos perdem precisão quando o sinal não é estacionário, ou gastam muito tempo de processamento.

No domínio do tempo, a Teoria da Potência Instantânea (teoria p-q) e a Referência Síncrona (SRF), são amplamente utilizadas em compensadores ativos. Entretanto, a teoria p-q não apresenta bom desempenho quando a tensão é distorcida, e a Referência Síncrona depende de variáveis adicionais que devem ser fornecidas por um *PLL* [14]-[16].

Algumas técnicas de controle e processamento de sinais mais avançadas também têm sido aplicadas, tais como: lógica fuzzy, algoritmos genéticos, redes neurais, filtros adaptativos, entre outros [17]-[23]. Porém, algumas delas ainda gastam muito tempo de processamento ou não possuem boa resposta em situações nas quais a frequência varia com o tempo.

Filtros Adaptativos Sintonizados também foram propostos a fim de extrair o conteúdo harmônico [19]-[22], apresentando boa resposta dinâmica e capacidade de acompanhar as variações de frequência do sinal. Estes filtros também possuem um gasto computacional relativamente baixo, uma vez que não necessitam de *PLL*.

Este trabalho propõe a aplicação de Filtros Adaptativos Sintonizados, que utilizam estimador frequência [23]-[30], como base para a estratégia de controle da potência reativa através de um Compensador Híbrido.

Esta estratégia de controle é avaliada e tem seu funcionamento comprovado através de simulações e resultados experimentais. As simulações são realizadas utilizando o software *Matlab/Simulink*[®] para sistemas monofásicos e trifásicos. O algoritmo é implementado no DSP TMS320F2812 e aplicado ao protótipo do Compensador Híbrido descrito, para obtenção dos resultados práticos.

Esta dissertação está organizada conforme os capítulos descritos a seguir:

O **Capítulo 2 - Compensadores de Reativo**, apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre as principais topologias de compensadores de reativo e apresenta detalhadamente a topologia do Compensador Híbrido utilizado neste trabalho.

O **Capítulo 3 - Técnicas Aplicadas na Compensação de Potência Reativa**, apresenta as principais definições de potência reativa, bem como as metodologias tradicionais aplicadas em condicionadores na compensação de potência reativa.

O **Capítulo 4 - Filtros Adaptativos**, faz uma introdução sobre Filtros Adaptativos e apresenta detalhadamente uma revisão bibliográfica sobre Filtros Adaptativos Sintonizados com foco na estrutura utilizada neste trabalho.

O **Capítulo 5 - Aplicação de Filtros Adaptativos para Compensação de Potência Reativa**, descreve a estratégia de controle para a compensação de potência reativa baseada em Filtros Adaptativos Sintonizados para aplicação no Compensador Híbrido.

No **Capítulo 6 - Resultados de Simulação**, são mostrados os resultados de simulação para comprovar a eficiência do Filtro Adaptativo Sintonizado na extração de componentes harmônicos e o correto funcionamento da estratégia de controle aplicada ao Compensador Híbrido.

No **Capítulo 7 - Resultados Experimentais**, são apresentados os resultados práticos da implementação do algoritmo de controle no DSP TMS320F2812, utilizado na estrutura do Compensador Híbrido.

No **Capítulo 8 - Conclusão**, são apresentadas as conclusões do trabalho, e também as propostas para possíveis trabalhos futuros.

E finalmente, no **Apêndice A** são mostrados os diagramas de blocos utilizados para a simulação e no **Apêndice B** as publicações feitas durante o desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 2

Compensadores de Reativo

A compensação de reativo é dada pelo gerenciamento da potência reativa a fim de melhorar o desempenho do sistema elétrico. Desta forma, compensar potência reativa implica basicamente em definir o tipo de compensador e a sua estratégia de controle.

Dentre as diversas topologias de compensadores é possível escolher entre dois tipos principais: os compensadores série e compensadores paralelos. A compensação série é utilizada para modificar os parâmetros do sistema de transmissão ou distribuição, enquanto os compensadores paralelos são utilizados para modificar a impedância equivalente da carga [1]. Em ambos os casos, o fluxo de potência reativa pode ser efetivamente controlado.

Este trabalho propõe o uso de um compensador paralelo para o controle da potência reativa requerida pela carga. Por isso, uma breve descrição dos compensadores paralelos comumente utilizados em sistemas elétricos de potência será feito a seguir.

2.1- Compensadores Tradicionais

Tradicionalmente, compensadores síncronos e bancos de capacitores fixos ou chaveados mecanicamente são utilizados para a compensação de potência reativa.

2.1.1 - Capacitores Fixos ou mecanicamente chaveados

Bancos de capacitores são utilizados para compensar a corrente atrasada gerada pelo uso de cargas tipicamente indutivas. Desta forma, o dimensionamento destes capacitores depende basicamente da quantidade de potência reativa requerida pela carga.

Porém, em casos nos quais a carga possui grande variação no consumo de potência reativa, um banco de capacitores fixos pode levar tanto a sobrecompensação quanto a subcompensação. Estas situações prejudicam a regulação de tensão de sistema e podem causar danos a outras cargas conectadas no mesmo barramento.

A compensação de potência reativa variável pode ser obtida através do uso de capacitores chaveados. Assim, dependendo da quantidade de potência reativa requerida, capacitores são inseridos ou retirados do sistema através de chaves mecânicas e relés. Porém, este tipo de

compensação é lenta, possui baixa confiabilidade, gera altas correntes de ruptura e requer frequente manutenção [1].

2.1.2 - Compensadores síncronos

Um compensador síncrono é basicamente uma máquina síncrona conectada ao sistema elétrico, a qual possui sua corrente de campo ajustada para gerar ou absorver potência reativa. Porém, este tipo de equipamento é raramente utilizado atualmente, pois requer uma quantidade significativa de proteção, além de contribuir para as correntes de curto-circuito. E ainda, este compensador não é rápido o suficiente para compensar rápidas variações na carga e possuem perda elevada se comparados aos compensadores estáticos [1].

2.2- Compensadores Estáticos

Compensadores estáticos de reativo (SVCs) são compostos pela associação de elementos tais como, indutores e capacitores, que são controlados por chaves tiristorizadas de maneira a fornecer potência reativa variável rapidamente.

2.2.1 - Capacitor Chaveado por Tiristor (TSCs)

Nesta topologia os bancos de capacitores são divididos em bancos menores, que são individualmente colocados ou retirados do sistema por chaves tiristorizadas.

Apesar de sua simplicidade, o uso desta topologia foi desencorajado devido as suas desvantagens práticas. Tais como, compensação de potência reativa descontínua, necessidade de chaves tiristorizadas individuais para cada banco de capacitor, chaves que suportem pelo menos duas vezes a tensão de pico da fonte, entre outros [1].

A Figura 2.1 mostra a configuração básica desta topologia.

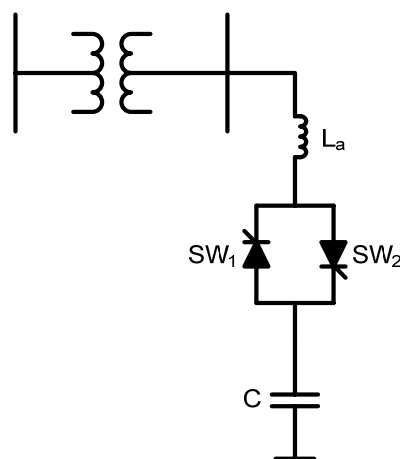


Figura 2.1 - Topologia do TSC

2.2.2- Reator Controlado por Tiristor (TCRs)

Os reatores controlados por tiristores são compostos por um indutor, que possui sua potência reativa controlada e um capacitor fixo. Este capacitor pode fazer parte de um filtro passivo de baixa ordem. Sua estrutura está mostrada na Figura 2.2.

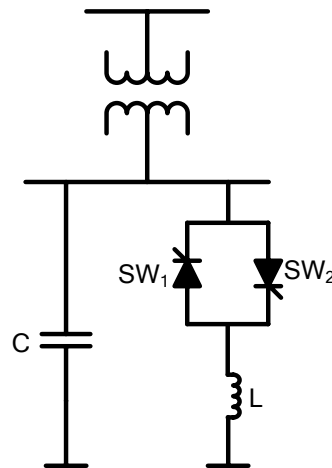


Figura 2.2 - Topologia do TCR

Ao contrário de capacitores, os indutores podem ter seu ângulo de fase controlado. Este controle resulta em uma faixa contínua de consumo de potência reativa, praticamente sem transitórios e com atraso máximo de meio ciclo.

Porém, esta configuração gera harmônicos de corrente de baixa ordem e possui altas perdas quando está trabalhando na região indutiva [1].

2.3 - Compensadores Autocomutados

Com o advento de semicondutores do tipo IGBTs e IGCTs, compensadores de reativo baseados em conversores autocomutados têm se mostrado soluções muito eficientes no controle da potência reativa.

Compensadores do tipo autocomutados são utilizados para estabilizar sistemas de transmissão, melhorar a regulação de tensão, correção de fator de potência e desequilíbrio de carga. Estes compensadores são em sua maioria baseados em conversores do tipo VSC, com técnicas de modulação PWM.

A Figura 2.3 mostra um exemplo típico de uma topologia de compensadores baseados em chaves autocomutadas.

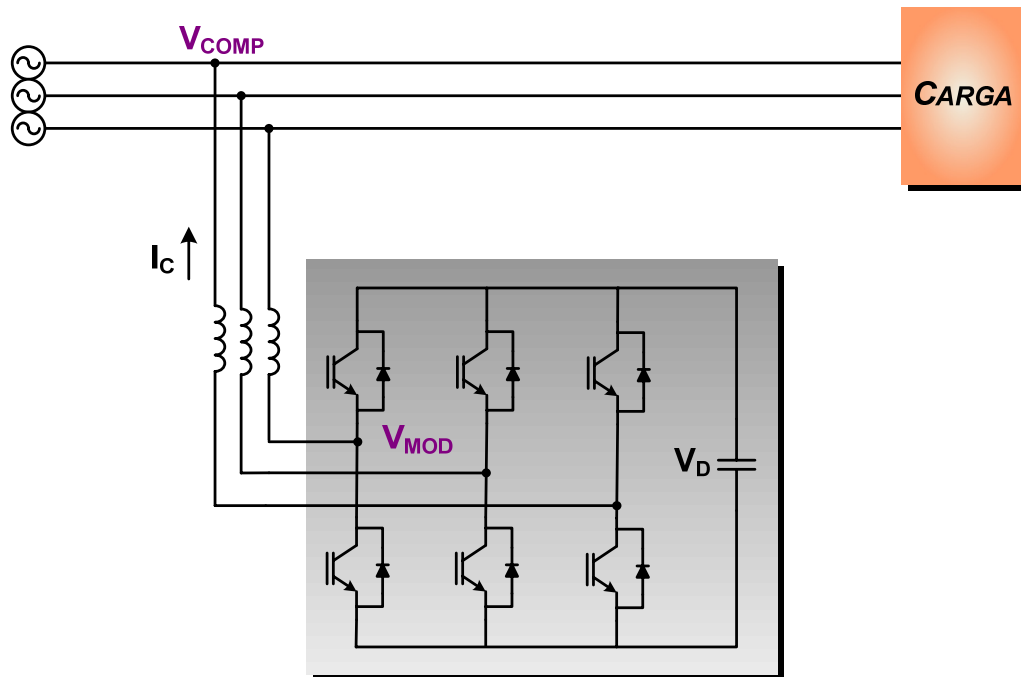


Figura 2.3 - Topologia do Compensador Autocomutado

Nestes tipos de aplicações, o controle da potência reativa é feito através do ajuste da amplitude da componente fundamental da tensão de saída V_{MOD} , das seguintes maneiras:

- Se $V_{MOD} > V_{COMP}$ o compensador fornece potência reativa;
- Se $V_{MOD} < V_{COMP}$ o compensador consome potência reativa.

O princípio de funcionamento deste compensador é semelhante ao da máquina síncrona. De forma que, a corrente de compensação seja adiantada ou atrasada dependendo das características necessárias.

A tensão do link DC (V_d), por sua vez, é controlada e mantida em um valor de referência constante através de uma malha de controle que controla o ângulo entre V_{COMP} e V_{MOD} .

Estes conversores têm sua aplicação limitada em níveis mais altos de potência, devido aos níveis de tensão das chaves autocomutadas (IGBT, IGCT, GTO) disponíveis no mercado. Portanto, para sua aplicação em níveis mais elevados de potência são necessárias topologias mais complexas, denominadas multiníveis [1].

2.4 - Filtros Ativos

Os filtros ativos de potência são comumente aplicados para compensação de potência reativa, seqüência negativa, harmônicos, e/ou *flicker* em sistemas de potência industriais.

A Figura 2.4 apresenta um esquemático básico de um filtro ativo de potência conectado em paralelo com o sistema elétrico. Este filtro é representado pelo inversor fonte de tensão (VSI) e sua estratégia de controle. Este inversor funciona com malha de controle de corrente e tem a função de compensar as correntes indesejadas geradas pela carga.

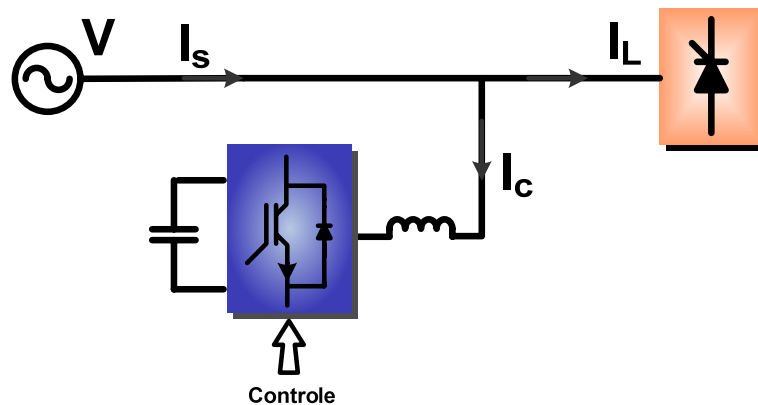


Figura 2.4 - Diagrama em Blocos de um Filtro Ativo Paralelo

Na maioria dos casos, estas correntes indesejadas são as correntes harmônicas. No entanto, em algumas situações estas correntes também podem ser correntes na frequência fundamental, tais como, as correntes reativas ou de desequilíbrio. Então, esta topologia pode ser aplicada na frequência fundamental para compensação de desequilíbrios e potência reativa, desde que possua uma estratégia de controle adequada [16].

2.5 - Filtros Híbridos

Os filtros passivos são comumente utilizados para compensar harmônicos de corrente, atuando idealmente como um curto-circuito nas frequências harmônicas da corrente da carga.

No entanto, estes filtros apresentam algumas desvantagens tais como, perda de sintonia e ressonância. Assim, dependendo dos valores da impedância da fonte (X_s), podem ocorrer situações, nas quais, a combinação entre a impedância X_s e a impedância do filtro passivo produza ressonância para uma dada frequência da tensão da fonte (V_s). Neste caso, ocorre um curto-circuito na fonte e conseqüentemente sobrecorrente naquela frequência.

Outro problema inerente ao uso de filtros passivos é a ressonância paralela, que pode causar sobretensões nos filtros. A associação entre filtros ativos e filtros passivos pode solucionar estes tipos problemas [16].

2.5.1 - Filtro Ativo Série/ Filtro Passivo Paralelo

Esta estrutura foi proposta por Peng *et al*, em 1988 [5], que combina um filtro ativo série com um filtro passivo paralelo, como mostra a Figura 2.5.

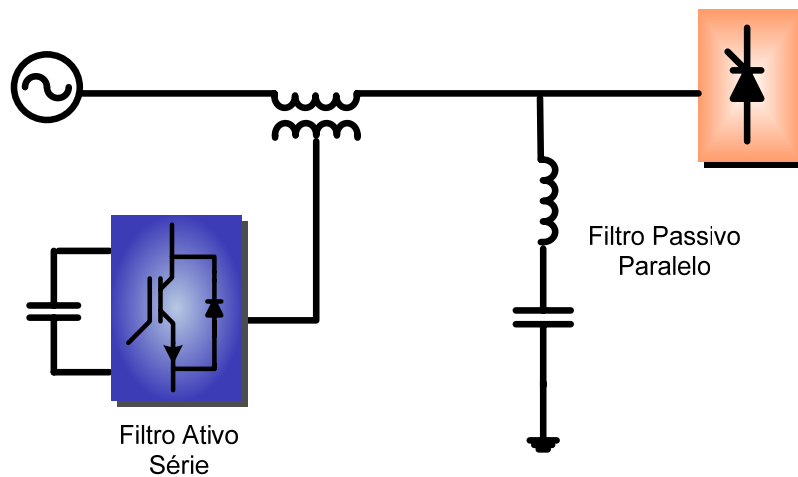


Figura 2.5 - Topologia da Combinação de Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo

Esta topologia pode ser representada pelo seguinte circuito equivalente:

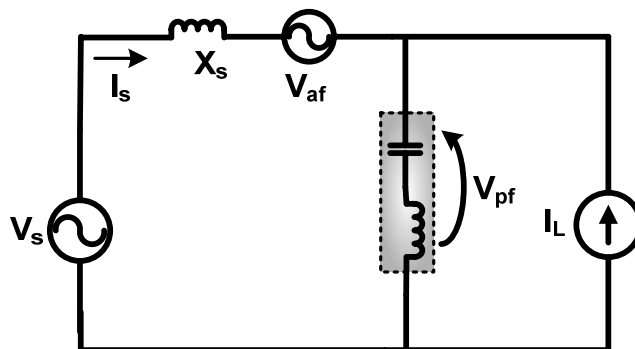


Figura 2.6 - Circuito Equivalente da Combinação de Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo

Neste caso, a tensão V_{af} aplicada pelo filtro ativo, deve assumir a seguinte forma:

$$V_{af} = k \cdot I_{Lh} \quad (2.1)$$

Onde, I_{Lh} são as componentes harmônicas da corrente da carga, que devem ser isoladas utilizando uma técnica de extração de conteúdo harmônico adequada.

Desta maneira, k funciona como uma resistência de valor muito elevado para os harmônicos e um curto-circuito para a frequência fundamental. Essa resistência tem a função de garantir a isolação harmônica entre a fonte e o conjunto filtro passivo e carga.

Assim, os harmônicos da fonte têm dificuldade para fluir pelo filtro passivo e os harmônicos da carga têm dificuldade de fluir pela fonte. E ainda, com a utilização deste tipo de estrutura é possível reduzir a potência do filtro ativo, permitindo considerável redução de tamanho e custo, ou ainda, sua aplicação em potências mais elevadas.

Porém, a principal dificuldade na implementação deste filtro em potências mais elevadas se encontra na conexão série do conjunto inversor transformador com o sistema elétrico [16].

2.5.2 - Filtro Ativo Paralelo/ Filtro Passivo Paralelo

O uso de filtros ativos paralelos conectados em série com filtros passivos é uma forma de evitar as dificuldades de acoplar um transformador em série com a linha de transmissão. Esta topologia foi proposta por *Fugita e Akagi* em 1991 [6].

A Figura 2.7 apresenta um diagrama básico da conexão descrita. Este filtro pode ter função similar ao descrito anteriormente em termos de bloqueio harmônico.

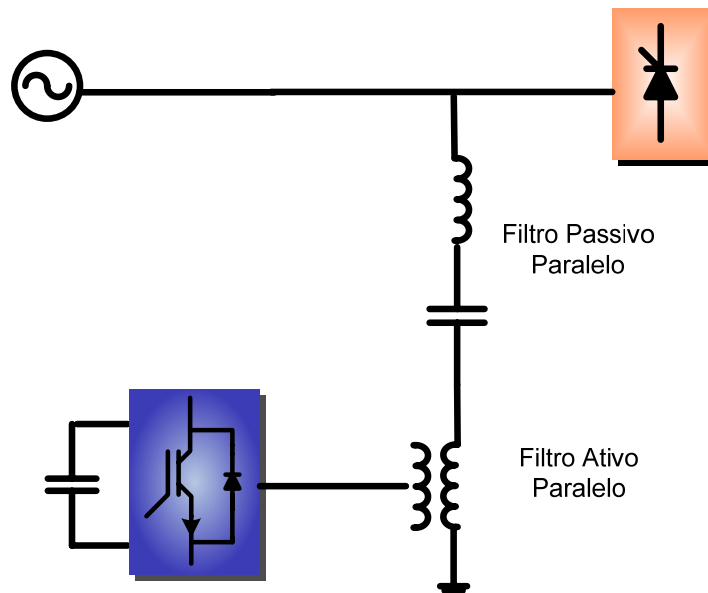


Figura 2.7 - Topologia da Combinação de Filtro Ativo Paralelo e Filtro Passivo Paralelo

Esta topologia pode ser representada na Figura 2.8, pelo seguinte circuito equivalente:

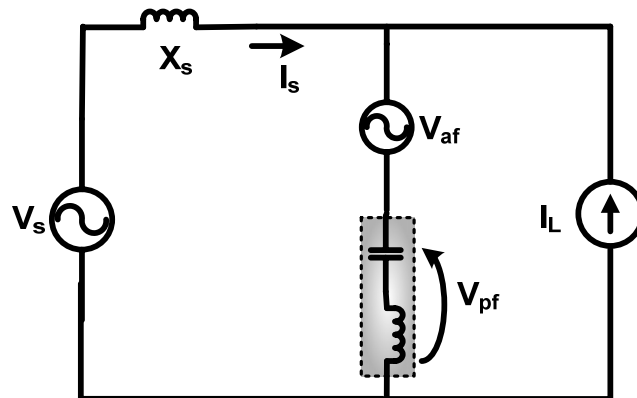


Figura 2.8 - Circuito Equivalente da Combinação de Filtro Ativo Paralelo e Filtro Passivo Paralelo

Neste caso, o filtro híbrido funciona como um curto-circuito para as correntes harmônicas da carga e bloqueia a circulação de corrente harmônica provocada pela distorção de tensão. Melhorando, assim, as características do filtro passivo e evitando os problemas de ressonância.

Esta combinação de um filtro ativo em série com filtro passivo, é apresentada na literatura para eliminação do conteúdo harmônico da corrente [6]-[10]. Nestes casos, a tensão aplicada pelo filtro ativo V_{af} , assume valores diferentes de zero para os harmônicos em que se deseja compensar, a fim de melhorar as características de qualidade e sintonia do filtro passivo.

No entanto, esta configuração também pode ser aplicada na frequência fundamental para a correção de problemas, tais como, fator de potência e regulação de tensão [11]-[13]. Desta forma, a tensão de controle do filtro ativo terá valores diferentes de zero para a frequência fundamental.

Nestes casos, esta topologia pode ser modificada para a compensação de potência reativa utilizando a combinação série entre filtros ativos e bancos de capacitores [11]-[13].

2.6 - O Compensador Híbrido de Reativo

A topologia para o Compensador Híbrido de Reativo utilizada neste trabalho consiste em um filtro ativo conectado em série a um banco de capacitores através de um transformador de acoplamento, como mostra a Figura 2.9.

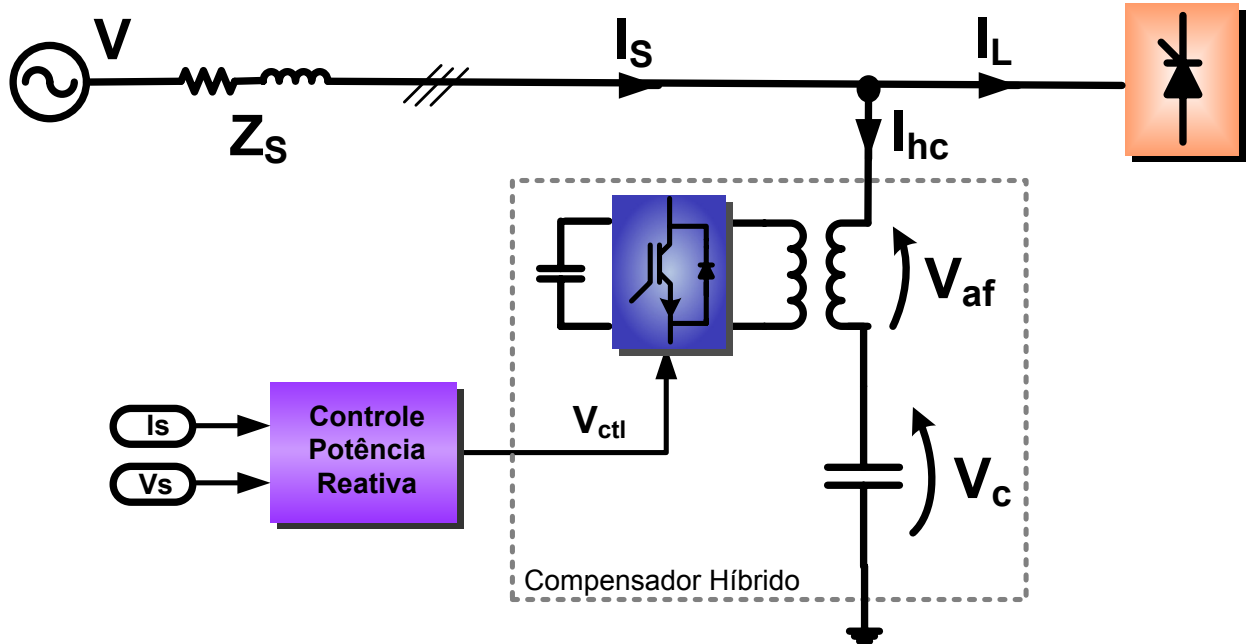


Figura 2.9 - Topologia do Compensador Híbrido

Onde,

- V , I_s e z_s são a tensão, corrente e impedância da fonte respectivamente;
- I_{hc} é a corrente do Compensador Híbrido;
- I_L é a corrente de carga;
- V_{af} é a tensão imposta pelo filtro ativo;
- V_c é tensão sobre o banco de capacitores;
- V_{ctl} é a tensão de referência para o inversor de frequência.

Desta forma, o Compensador Híbrido é capaz de controlar continuamente a quantidade de potência reativa fornecida pelo banco de capacitores manipulando a tensão aplicada pelo filtro ativo.

É importante notar que o controle do fluxo de potência reativa é feito na frequência fundamental. Então, este compensador deve ser modelado nesta frequência pelo seguinte circuito equivalente:

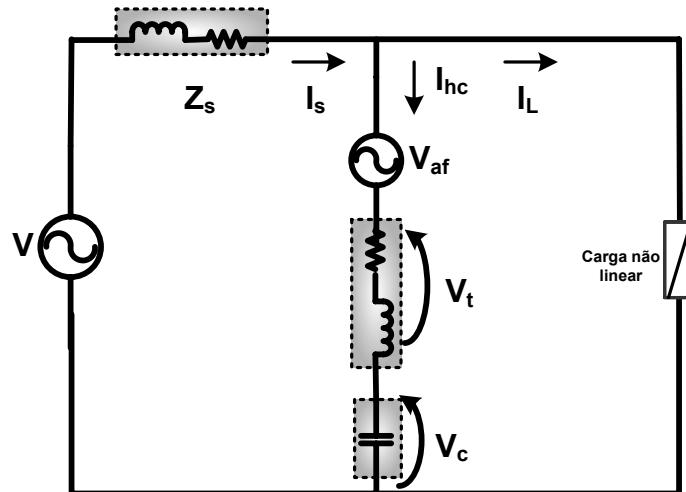


Figura 2.10 - Circuito Equivalente Compensador Híbrido na Frequência Fundamental

Onde, V_t representa as perdas no transformador de acoplamento.

A partir do circuito da Figura 2.10, uma equação básica a ser utilizada para descrição do funcionamento do Compensador Híbrido é dada por:

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{af} + \vec{V}_c + \vec{V}_t \quad (2.2)$$

E ainda,

$$\begin{cases} \vec{V}_s = \vec{V} - z_s \vec{I}_s \\ \vec{V}_c = z_c \vec{I}_{hc} \\ \vec{V}_t = z_t \vec{I}_{hc} \end{cases} \quad (2.3)$$

Estas equações serão importantes para o entendimento do controle de potência reativa feito pelo compensador. Uma vez que, o seu comportamento será definido de acordo com as características da tensão imposta pelo filtro ativo.

Então, a tensão imposta pelo filtro ativo poderá ser referenciada de duas maneiras:

- Na tensão da fonte:

$$\vec{V}_{af} = k \cdot \frac{\vec{V}_s}{|\vec{V}_s|} \quad (2.4)$$

- Na tensão do capacitor:

$$\vec{V}_{af} = k \cdot \frac{\vec{V}_c}{|\vec{V}_c|} \quad (2.5)$$

Nestas equações, k é uma constante fornecida pelo controlador, que representa a amplitude da tensão a ser imposta pelo filtro ativo, a fim de manter o sistema na correta região de operação.

Para cada uma das possibilidades descrita acima, o compensador assumirá uma característica de compensação diferente. O princípio de operação para cada uma delas será descrito a seguir.

2.4.1- Princípio de Funcionamento: Referência na tensão da fonte

Existem duas maneiras de variar a quantidade de potência reativa entregue por um elemento: modificando a tensão imposta aos seus terminais ou modificando sua impedância equivalente.

Quando a tensão imposta pelo filtro ativo é proporcional a tensão da fonte, então o controle da potência reativa é feito pela variação da tensão imposta aos terminais do elemento passivo.

Assim, aplicando uma tensão proporcional a tensão da fonte e com mesma polaridade, é possível reduzir a tensão aplicada aos terminais do capacitor e conseqüentemente a potência reativa fornecida por este. O análogo ocorre, se uma tensão com polaridade inversa for imposta pelo filtro ativo, aumentando a potência reativa fornecida pelo capacitor.

Este comportamento pode ser facilmente compreendido analisando as equações do circuito equivalente e da tensão aplicada pelo filtro ativo. Primeiramente, a constante k da equação (2.4) é substituída por uma constante normalizada pelo módulo da tensão da fonte, dada por:

$$\beta_s = \frac{k}{|\vec{V}_s|} \quad (2.6)$$

Que resulta em:

$$\vec{V}_{af} = \beta_s \vec{V}_s \quad (2.7)$$

Assim, substituindo as equações (2.3) e (2.7) na equação (2.2), tem-se:

$$\vec{V}_s = \beta_s \vec{V}_s + z_c \vec{I}_{hc} + z_t \vec{I}_{hc} \quad (2.8)$$

Além disso, assumindo que a resistência do transformador é muito menor que a soma das reatâncias capacitivas e indutivas, a corrente do Compensador Híbrido é dada por:

$$\vec{I}_{hc} = \frac{\vec{V}_s(1 - \beta_s)}{j(X_L - X_C)} \quad (2.9)$$

Por fim, a partir da equação (2.9), a potência reativa fornecida pelo Compensador Híbrido vista do ponto de acoplamento comum é dada por:

$$Q = \text{Im} \{ \vec{V}_s \cdot \vec{I}_{hc}^* \}$$

$$Q = \frac{(1 - \beta_s) \cdot V_s^2}{X_L - X_C} \quad (2.10)$$

É possível observar através da equação (2.10) que, se a tensão imposta pelo filtro ativo está referenciada na tensão da fonte, então o filtro ativo manipula a potência reativa modificando a tensão resultante nos terminais dos elementos passivos.

2.4.2- Princípio de Funcionamento: Referência na tensão do capacitor

Com a tensão de controle proporcional a tensão do capacitor, é possível controlar a potência reativa modificando a impedância equivalente do ramo do Compensador Híbrido. Este comportamento pode ser observado através das equações mostradas a seguir.

Da mesma forma, a constante k da equação (2.4) é substituída agora por uma constante normalizada pelo módulo da tensão do capacitor:

$$\beta_c = \frac{k}{|\vec{V}_c|} \quad (2.11)$$

Resultando na seguinte equação para tensão imposta pelo filtro ativo:

$$\vec{V}_{af} = \beta_c \vec{V}_c \quad (2.12)$$

Deste modo, substituindo as equações (2.3) e (2.12) na equação (2.2), resulta:

$$\vec{V}_s = (1 + \beta_c) \cdot z_c \vec{I}_{hc} + z_t \vec{I}_{hc} \quad (2.13)$$

De maneira análoga à equação (2.9), a corrente do Compensador Híbrido neste caso é dada por:

$$\vec{I}_{hc} = \frac{\vec{V}_s}{j[X_L - (1 + \beta_c)X_c]} \quad (2.14)$$

Por fim, a potência reativa fornecida pelo Compensador Híbrido vista do ponto de acoplamento comum é dada por:

$$Q = \frac{V_s^2}{X_L - X_c - \beta_c X_c} \quad (2.15)$$

Portanto, é possível observar que quando a tensão imposta pelo filtro ativo está referenciada na tensão do capacitor, o filtro ativo atua como uma impedância ativa. Esta impedância, por sua vez, é modificada ativamente para controlar fluxo de potência reativa. Assim, o filtro ativo poderá se comportar das seguintes maneiras:

- Quando $\beta_c = 0$, o Filtro Ativo representa impedância equivalente igual a zero;
- Quando $\beta_c > 0$, o Filtro Ativo representa uma reatância capacitiva;
- Quando $\beta_c < 0$, o Filtro Ativo representa uma reatância indutiva.

Uma vez que as variáveis do sistema, V_s e I_s são lidas, o sistema de controle irá atuar de maneira a criar uma impedância ativa que em conjunto com o banco de capacitores irá fornecer a quantidade de potência reativa requerida pelo sistema.

A combinação de uma impedância ativa capacitiva em série com o banco de capacitores aumenta a impedância equivalente total do ramo híbrido, diminuindo a potência reativa fornecida pelo compensador.

Já a associação em série entre uma impedância ativa indutiva e o banco de capacitores resulta na diminuição da impedância equivalente do ramo híbrido aumentando a potência reativa entregue pelo compensador.

É importante ressaltar que $X_L \ll X_C$ e que a constante de controle é normalizada, portanto $|\beta_c| < 1$. Então, a quantidade total de potência reativa entregue pelo Compensador Híbrido é sempre capacitiva.

Capítulo 3

Técnicas Aplicadas na Compensação de Potência Reativa

3.1 - Princípios da Compensação de Potência Reativa

O princípio básico da compensação de potência reativa está em retirar da fonte o compromisso de fornecer a potência reativa requerida pela carga. O que resulta em melhorias na regulação de tensão, estabilidade e fator de ocupação da linha de transmissão. A Figura 3.1 mostra como exemplo um sistema básico com uma fonte de alimentação, uma linha de transmissão e uma carga tipicamente indutiva.

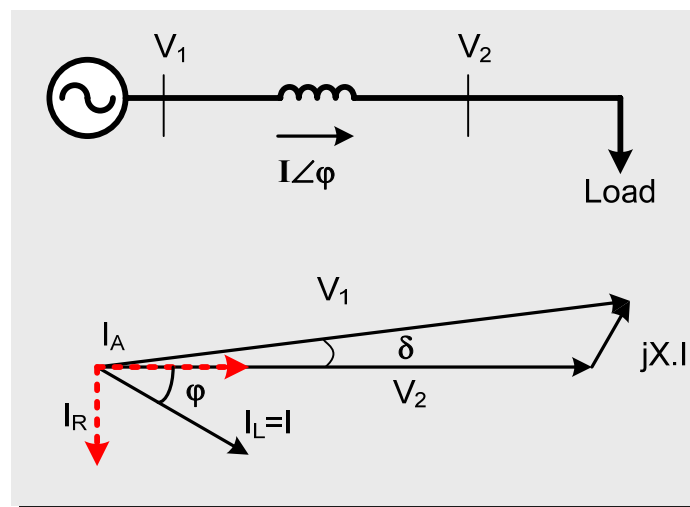


Figura 3.1 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: Sistema sem Compensação

Neste caso, tanto a parcela ativa quanto a reativa da corrente requerida pela carga são supridas pela fonte alimentação, aumentando a corrente do gerador e as perdas na linha de transmissão [1].

Porém, se esta componente reativa da corrente é suprida por um compensador, a corrente de linha pode ser minimizada, reduzindo as perdas e melhorando a regulação de tensão nos terminais da carga, como mostra a Figura 3.2.

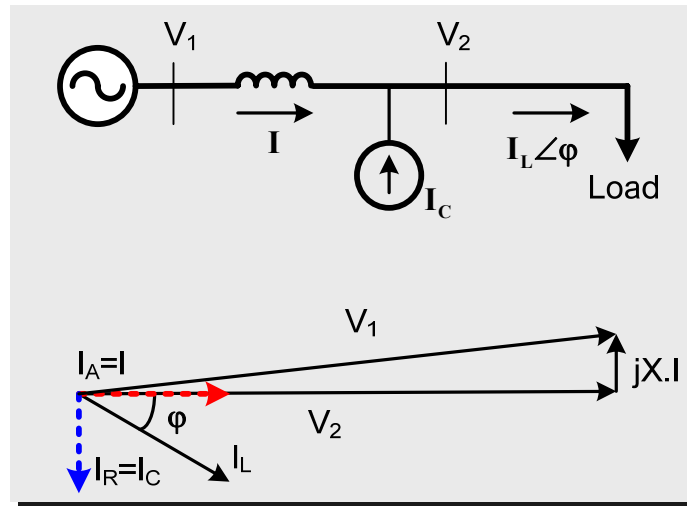


Figura 3.2 – Princípio da Compensação de Potência Reativa: Sistema com Compensação

Desta maneira, os compensadores ficam encarregados de suprir a potência reativa requerida pela carga, deixando para a fonte de alimentação apenas a potência ativa. Então, com um correto gerenciamento da potência reativa consumida pelo sistema, além da evidente melhora na regulação de tensão, é possível melhorar também outros problemas associados a qualidade, além de permitir que o mesmo gerador possa atender a demanda de novas cargas.

Assim, do ponto de vista dos compensadores de reativo, é necessário conhecer a parcela reativa da corrente requerida pela carga, para que a mesma possa ser utilizada na obtenção da referência de controle. Desta forma, o controle pode atuar de maneira a anular a potência reativa da fonte ou a tornar o fator de potência unitário.

Porém, esta compensação em ambientes cuja tensão e corrente não são puramente senoidais requer certo cuidado na obtenção da referência do controlador. Pois, as definições tradicionais de potência reativa nesses ambientes podem apresentar erros consideráveis, levando o controlador a tomar decisões errôneas.

Várias teorias de potência foram formuladas a fim de definir potência reativa quando o sistema está poluído e desequilibrado [31]-[38]. Algumas delas são apresentadas a seguir, enfatizando a definição feita pela recomendação IEEE 1459-2010 [31]. Uma vez que, as definições propostas nesta recomendação são utilizadas para o cálculo da potência reativa neste trabalho.

É importante ressaltar que o objetivo deste trabalho não é propor uma nova definição de potência reativa, mas sim utilizar a definição de potência que seja mais coerente na aplicação no protótipo do Compensador Híbrido utilizado.

3.2 - Definições de Potência Reativa

Em um sistema linear monofásico a potência reativa é definida como a parcela oscilante da potência instantânea. Ela possui valor médio igual zero, portanto, a transferência líquida de energia para a carga é nula. No entanto, essa oscilação de energia causa perdas (Joule e Foucault) nos condutores.

Inicialmente, analisa-se um sistema monofásico senoidal cuja tensão e corrente são dadas por:

$$\begin{aligned}v &= \sqrt{2} V \text{sen}(\omega t) \\i &= \sqrt{2} I \text{sen}(\omega t - \theta)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Onde, V e I são os valores *rms* da tensão e da corrente e θ é a defasagem angular entre a tensão e a corrente. Neste sistema, a potência instantânea é calculada da seguinte maneira:

$$p = v \cdot i = p_a + p_q\tag{3.2}$$

A componente p_a é a potência ativa instantânea, e é produzida pela componente ativa da corrente. Já a componente p_q representa a potência reativa instantânea produzida pela parcela reativa da corrente. Estas componentes da potência instantânea são dadas pela equação (3.3):

$$\begin{aligned}p_a &= V I \cos\theta [1 - \cos(2\omega t)] \\p_q &= V I \text{sen}\theta [\text{sen}(2\omega t)]\end{aligned}\tag{3.3}$$

Desta maneira, os módulos da potência ativa e reativa são dados por:

$$\begin{aligned}P &= V I \cos\theta \\Q &= V I \text{sen}\theta\end{aligned}\tag{3.4}$$

Assim, através da equação (3.4) é possível dizer que, se a corrente estiver atrasada da tensão de um ângulo θ , a potência reativa será positiva, caracterizando uma carga tipicamente indutiva. Da mesma forma, a potência reativa será negativa quando a corrente estiver adiantada da tensão, caracterizando uma carga tipicamente capacitiva.

A composição da potência ativa e reativa, resulta na potência aparente do sistema. A potência aparente pode ser calculada de duas maneiras como mostra a equação (3.5).

$$S = V_{rms}I_{rms} = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.5)$$

Assim, esta potência pode ser obtida pelo produto entre o valor *rms* da tensão e da corrente, ou pela composição vetorial entre a potência ativa e reativa, formando o triângulo de potências, mostrado na Figura 3.3.

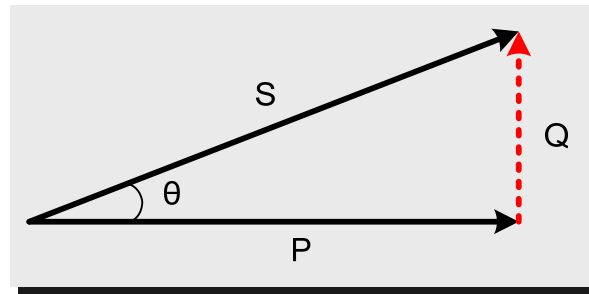


Figura 3.3 - Triângulo de Potências para um sistema puramente senoidal

E ainda, dessas relações de potência define-se fator de potência por:

$$PF = \frac{P}{S} = \cos\theta \quad (3.6)$$

Buscando relacionar essas potências com os fenômenos físicos que realmente ocorrem no sistema, *A. E. Emanuel* define [32]:

- 1) "Potência aparente é a máxima potência transmitida para a carga (ou entregue pela fonte) mantendo as mesmas perdas na linha e a mesma tensão e corrente na carga (ou fonte)."
- 2) "Fator de potência é a relação entre a potência efetiva e a máxima potência transmitida mantendo as perdas na linha e a tensão de carga constantes "

Porém, as definições tradicionais de potência são válidas apenas quando a tensão e a corrente são puramente senoidais e podem apresentar erros quando o sistema em análise possui tensão e corrente distorcidas.

Budeanu [33] foi o primeiro a chamar atenção para estes erros e definiu a potência reativa como:

$$Q = \sum_h V_h I_h \text{sen} \theta_h \quad (3.7)$$

Essa definição foi fortemente questionada [32],[33] , uma vez que o seu resultado não condiz com os fenômenos físicos reais que acontecem no sistema. Já a recomendação IEEE 1459-2010 [31] apresenta este conceito através da análise das componentes fundamentais do sinal, como mostra a equação (3.8):

$$Q_1 = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_1(t) \left[\int v_1(t) dt \right] dt \quad (3.8)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \text{sen} \theta_1$$

E introduz também o conceito de fator de potência fundamental, dado pela relação entre a potência aparente e a potência ativa efetivamente consumida pelo sistema na frequência fundamental:

$$PF_1 = \frac{P_1}{S_1} = \text{cos} \theta_1 \quad (3.9)$$

Quando estendida para sistemas trifásicos equilibrados, o cálculo da potência reativa pode ser feito analisando a defasagem angular entre tensão e corrente fundamentais de cada fase. Para sistemas equilibrados essas defasagens angulares são iguais, resultando na seguinte equação para potência reativa fundamental trifásica:

$$Q_1 = 3 V_1 I_1 \text{sen} \theta_1 \quad (3.10)$$

Porém, quando o sistema trifásico é desequilibrado, a defasagem angular entre a tensão e a corrente pode ter sido causada pelo desequilíbrio. Portanto, o cálculo da potência reativa para sistemas trifásicos desequilibrados deve ser feito considerando a defasagem angular entre tensão e corrente fundamentais e de sequência positiva. Para isto, define-se potência reativa fundamental de sequência positiva como:

$$Q_1^+ = 3 V_1^+ I_1^+ \text{sen} \theta_1^+ \quad (3.11)$$

E ainda, o fator de potência de fundamental de sequência positiva é dado por:

$$PF_1^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+} = \cos\theta_1^+ \quad (3.12)$$

Assim, o IEEE chama a atenção para duas grandezas: a potência reativa fundamental e a potência reativa fundamental de sequência positiva. Essas separações foram feitas com o objetivo de estimar e julgar a necessidade de bancos de capacitores para corrigir o fator de potência da frequência fundamental [32].

Baseando nessas definições de potência, fica claro que se a compensação de potência reativa em ambientes não senoidais é requerida, a extração da componente fundamental da tensão e principalmente da corrente é essencial.

Desta forma, uma revisão das principais técnicas utilizadas para extração do conteúdo harmônico e análise da componente reativa é feita a seguir.

3.3 - Técnicas de Extração de Conteúdo Harmônico e Componente Reativa da Corrente

As principais técnicas de extração de conteúdo harmônico estão divididas em dois grupos principais:

- Técnicas no domínio da frequência;
- Técnicas no domínio do tempo.

As principais técnicas no domínio da frequência são: DFT, RDFT, FFT, STFT, Wavelets, etc.. Todas elas são baseadas na análise de Fourier e foram modificadas para fornecer resultados mais rápidos e redução no número de cálculos.

Estas técnicas levam o sinal para o domínio da frequência, através de transformações matemáticas, onde o conteúdo harmônico é detectado. Uma vez isolada a componente harmônica o sinal de interesse é obtido pela transformação inversa para o domínio do tempo.

Porém, estes métodos possuem uma série de desvantagens, e além de perderem precisão em situações em que o sinal não é estacionário, gastam muito tempo de processamento.

As técnicas no domínio do tempo, por sua vez, oferecem um aumento na velocidade e uma redução no número de cálculos se comparadas as técnicas no domínio da frequência. As duas

técnicas mais utilizadas são a Teoria da Potência Instantânea e a Referência Síncrona. Por isso, o princípio de funcionamento de cada uma delas será brevemente explicado a seguir [17].

3.3.1 - Teoria da Potência Instantânea

A teoria da potência instantânea foi proposta por *Akagi et al.*[14], primeiramente para sistemas trifásicos a três fios e mais tarde foi estendida para sistemas trifásicos a quatro fios por *Watanabe et al.*[16]. Esta técnica determina a distorção harmônica pelo cálculo da potência instantânea do sistema elétrico.

O cálculo da potência instantânea é feito no sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Para isto, o sistema de coordenadas abc é convertido para um sistema de referência estacionário $\alpha\beta$, através da Transformada de Clarke. Este sistema de coordenadas é composto por dois vetores ortogonais, como mostra a Figura 3.4.

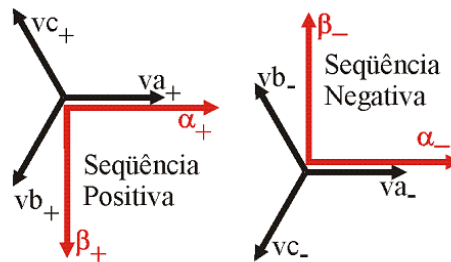


Figura 3.4 - Representação Fasorial da Transformada de Clarke

Essa transformação é aplicada para as tensões e correntes do sistema trifásico. Desta forma, a matriz da Transformada de Clarke é mostrada a seguir:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Para retornar este sinal para o sistema de coordenadas abc , a matriz da Transformada Inversa de Clarke é utilizada, como mostra a equação (3.14).

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

A componente X_o é a componente de sequência zero do sistema e só existirá para sistemas desequilibrados.

Assim, as potências instantâneas real p e imaginária q são dadas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

As correntes instantâneas que produzem a potência p e q podem ser obtidas através da seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

De acordo com a teoria da potência instantânea, p e q são decompostos da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (3.17)$$

A partir da equação acima é possível observar que as potências real e imaginária são compostas por duas componentes: uma contínua (\bar{p}, \bar{q}) e outra alternada (\tilde{p}, \tilde{q}). As componentes contínuas correspondem às potências na frequência fundamental. Já, as componentes alternadas correspondem ao conteúdo harmônico. Essas componentes são utilizadas para gerar o padrão de referência das correntes de compensação.

A extração do conteúdo harmônico da corrente pela teoria da potência instantânea pode ser resumida pelo diagrama de blocos a seguir:

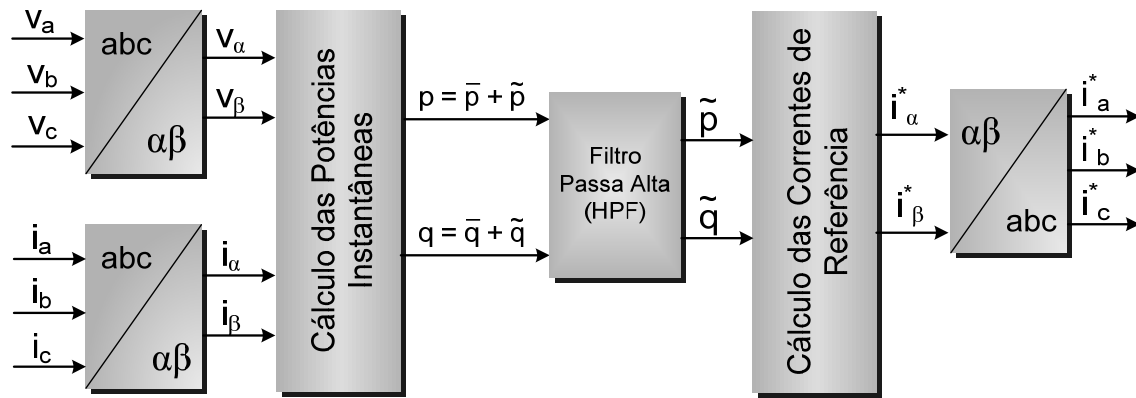


Figura 3.5 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea

No entanto, quando a compensação é feita para a frequência fundamental apenas a componente contínua da potência imaginária (\bar{q}) é levada em consideração.

O filtro passa alta utilizado para a extração da componente oscilante da potência, deve ser implementado a partir de um filtro passa baixa, como mostra a Figura 3.6. A utilização desta estrutura é recomendada, pois o emprego de um filtro passa alta pode causar erros de fase no sinal em análise.

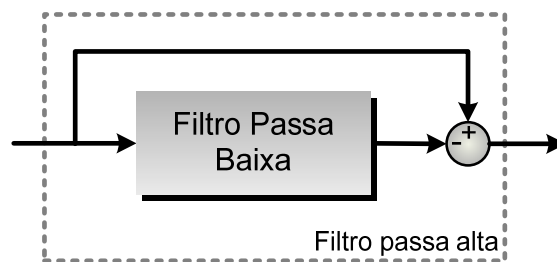


Figura 3.6 - Construção de um Filtro Passa Alta Através de um Filtro Passa Baixa

Porém, o cálculo das potências instantâneas descrito acima é afetado quando o sistema trifásico possui desequilíbrio. Neste caso, uma potência p_0 precisa ser adicionada ao controle para uma análise completa.

No entanto, este método é fortemente afetado pela presença de harmônicos na tensão da rede. Neste caso, os cálculos das potências instantâneas e a geração das correntes de referência podem ser afetados, comprometendo a eficácia da metodologia proposta [17].

3.3.2 - Referência Síncrona

Esta técnica consiste em uma transformação de coordenadas para um sistema de referência síncrono, ou seja, uma referência rotativa que possui a mesma frequência que a rede. Nesta

transformação todos os sinais são deslocados de 60Hz, portanto as componentes fundamentais do sistema são vistas como componentes contínuas.

Primeiramente, as correntes do sistema trifásico são transformadas para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ através da Transformada de Clark, mostrada na equação (3.13). Para que, em seguida, seja aplicada a Transformada de Park, dada pelas equações a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(we) & -\text{sen}(we) \\ \text{sen}(we) & \cos(we) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Os vetores unitários $\text{sen}(we)$ e $\cos(we)$ em fase com a tensão do sistema são obtidos através de um *PLL* (*Phase Locked Loop*), que é uma malha de controle cuja função é manter dois sinais sincronizados.

Assim, da mesma forma que na teoria da potência instantânea, as componentes i_d e i_q podem ser decompostas em componentes contínuas e alternadas como mostra a equação abaixo:

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (3.19)$$

Em casos nos quais o sistema é equilibrado, as componentes contínuas da corrente (\bar{i}_d, \bar{i}_q) representam a corrente fundamental, e as componentes alternadas (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) representam as correntes harmônicas. Assim, a extração do conteúdo harmônico da corrente pode ser feito através de um filtro passa alta, mostrado na Figura 3.6.

Uma vez extraídas as componentes harmônicas é preciso voltar o sistema para o eixo de coordenadas abc . Para isso, é necessário aplicar a Transformada Inversa de Park, mostrada na matriz abaixo:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(we) & \text{sen}(we) \\ -\text{sen}(we) & \cos(we) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Desta forma, os sinais de corrente ficam representados novamente no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, podendo ser reconstituídos para o sistema de coordenadas abc através da Transformada Inversa de Clarke, mostrada na equação (3.14).

O diagrama em blocos a seguir mostra em detalhes a transformada síncrona aplicada para extração da componente harmônica do sinal.

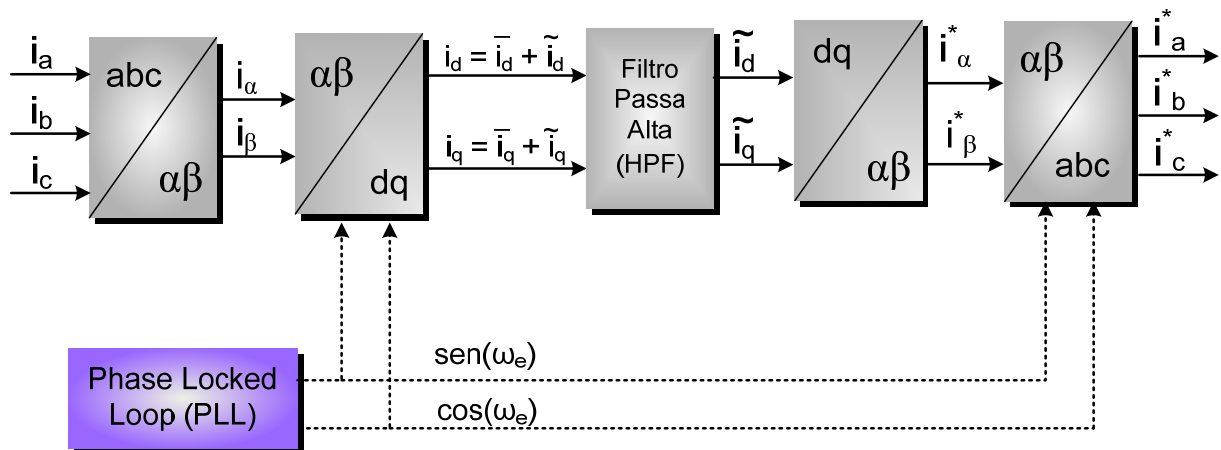


Figura 3.7 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Transformada Síncrona

Quando a compensação é feita para a frequência fundamental então apenas as componentes contínuas das correntes i_d e i_q são consideradas pelo controlador. Neste método, o controlador pode ser utilizado quando o sinal de referência ainda está no sistema de coordenadas síncrono, ou após a sua reconstituição para o sistema de coordenadas abc .

Em situações nas quais o sistema não é equilibrado, as componentes contínuas (\bar{i}_d , \bar{i}_q) passam a representar a componente fundamental e de sequência positiva do sistema.

Assim, as componentes de sequência negativa fazem parte da componente alternada (\tilde{i}_d , \tilde{i}_q) e possuem frequência de 120Hz. Então, faz-se necessário o uso de uma técnica adicional para correta extração do conteúdo harmônico [15],[17].

Além disso, esta técnica apesar de robusta e imune a ruídos, é dependente de uma malha de controle adicional, o *PLL*, que não é de tão simples implementação. Ainda sim esta técnica é amplamente utilizada na extração de conteúdo harmônico.

Levando em consideração as principais desvantagens dos métodos descritos anteriormente, outros algoritmos também têm sido utilizados para a extração de conteúdo harmônico. Este trabalho, por sua vez, utiliza Filtros Adaptativos Sintonizados como base para a extração do conteúdo harmônico. Por este motivo, esse algoritmo será descrito detalhadamente no capítulo seguinte.

Capítulo 4

Filtros Adaptativos

A contaminação de um sinal por outros indesejados ou por ruído é um problema muito comum em diversas áreas de processamento de sinais. Existem aplicações nas quais o sinal possui características estacionárias e a informação a ser extraída possui uma faixa de frequência bem definida e conhecida. Nestes casos, é comum o uso de filtros digitais com coeficientes fixos.

Porém, em aplicações em que o sinal não é estacionário, o uso de filtros convencionais pode levar a distorções no sinal desejado. Nestes casos, são necessários filtros com coeficientes que se adaptam as mudanças do sinal de entrada. Estes filtros, com características de auto-ajuste, são conhecidos como Filtros Adaptativos.

Assim, um Filtro Adaptativo pode ser definido como um filtro que possui uma resposta em frequência ajustável. De tal modo que, ele modifica automaticamente seus coeficientes de acordo com algum critério, se adaptando as mudanças no sinal de entrada.

Os Filtros Adaptativos são compostos basicamente por duas partes distintas: um filtro digital com coeficientes ajustáveis e um algoritmo de adaptação que é utilizado para modificar esses coeficientes [39].

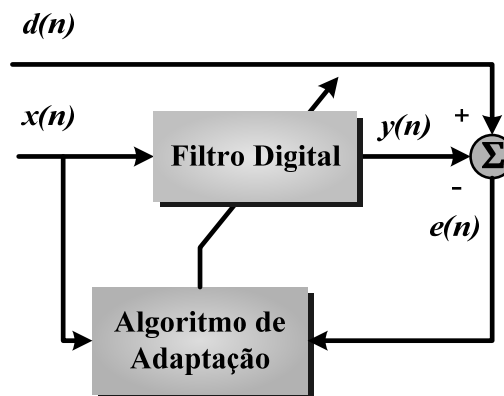


Figura 4.1- Estrutura geral de um Filtro Adaptativo

A Figura 4.1 mostra um diagrama em bloco no qual um sinal digital de entrada $x(n)$ é processado por um Filtro Adaptativo, que calcula o sinal de saída $y(n)$. O sinal de saída é comparado com um segundo sinal $d(n)$, chamado de resposta desejada resultando no erro $e(n)$, como pode ser observado na equação (4.1).

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.1)$$

O sinal de erro é usado no procedimento de adaptação dos coeficientes do filtro do instante n para o instante $n+1$. Assim, o algoritmo de adaptação trabalha de maneira a minimizar o sinal de erro, ou seja, para que a saída do filtro se torne a mais próxima possível do sinal desejado.

Desta forma, ao escolher um Filtro Adaptativo devem ser analisados os seguintes aspectos:

- O tipo de sinal que será processado pelo filtro;
- A estrutura que define como o sinal de saída do filtro é calculado a partir do sinal de entrada;
- Os parâmetros da estrutura que serão adaptados;
- O algoritmo de adaptação que descreve como os parâmetros serão ajustados [40].

Em geral, existem dois tipos de filtros digitais que podem ser utilizados como Filtros Adaptativos: Filtros FIR (*finite impulse response*) e IIR (*infinite impulse response*).

Os filtros FIR, por possuir apenas zeros, são sempre estáveis e possuem resposta de fase linear. Já os filtros IIR possuem zeros e pólos e podem se tornar instáveis durante o processo de adaptação se um pólo for alocado fora do círculo de raio unitário. No entanto, os Filtros IIR são capazes de desempenhar as mesmas funções que um filtro FIR, porém com complexidade computacional muito menor [39].

A Figura 4.2 mostra a estrutura de um filtro FIR, em que z^{-1} denota uma unidade de atraso e os coeficientes $w_i(n)$ representam os coeficientes a serem ajustados pelo algoritmo de adaptação.

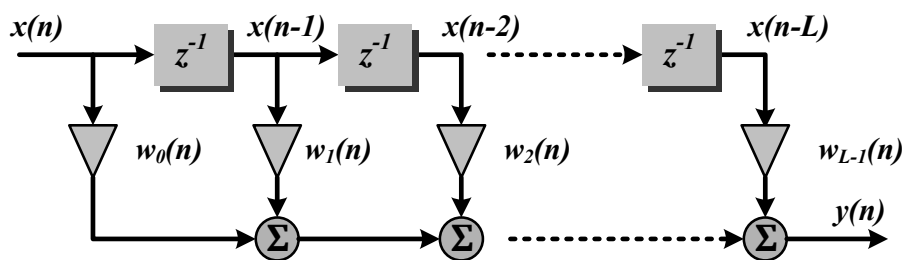


Figura 4.2 - Estrutura de um Filtro FIR

O sinal de saída $y(n)$ pode ser escrito como na seguinte equação:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) x(n - i) \quad (4.2)$$

Esta equação representa a convolução entre os coeficientes do filtro e o sinal de entrada. Desta forma, esta estrutura requer L multiplicações e $L-1$ adições. Estes cálculos podem ser realizados por um processador, desde 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 [20].

Em contra partida, a estrutura de um filtro IIR é mostrada na Figura 4.3 e sua representação matemática encontra-se na equação (4.3).

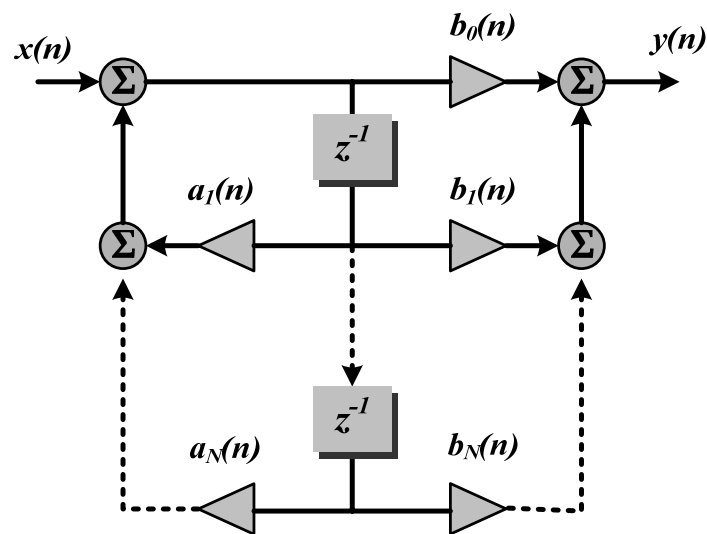


Figura 4.3- Estrutura de um Filtro IIR

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. E é representado pela seguinte equação:

$$y(n) = \sum_{i=1}^N a_i(n) y(n-i) + \sum_{j=0}^N b_j(n) x(n-j) \quad (4.3)$$

Uma questão crítica na escolha da estrutura de um 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.

Assim, ao escolher uma estrutura de Filtro Adaptativo, deve-se especificar o número e tipo de parâmetros que podem ser ajustados. E também o algoritmo de adaptação usado para atualizar os valores dos parâmetros do sistema. Esses algoritmos podem ser obtidos entre uma grande quantidade de algoritmos existentes e comumente é formulado através de um procedimento de otimização para minimizar um erro. Desta forma, 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 [20].

De maneira geral, devido as suas características de auto-ajuste, performance e flexibilidade, Filtros Adaptativos são comumente utilizados nas seguintes aplicações:

- Identificação de Sistemas;
- Predição Linear;
- Cancelamento de Ruído;
- Filtros Sintonizados;
- Modelagem Inversa;
- Controle Feedforward, etc.

Embora o uso de Filtros Adaptativos possua vasta aplicação em diversas áreas, apenas os Filtros Adaptativos Sintonizados serão descritos de maneira detalhada. Estes filtros são normalmente utilizados quando deseja-se extrair informações de um sinal que possui frequências de interferência e características não estacionárias.

Este trabalho aplica um tipo específico de Filtro Adaptativo Sintonizado para extração da componente fundamental de um sinal de corrente poluído com harmônicos. Por isso, a seguir será feita uma descrição detalhada deste tipo filtragem.

4.1 - Filtros Adaptativos Sintonizados

Filtros Sintonizados são comumente utilizados quando se deseja extrair componentes senoidais de sinais que possuem ruídos ou frequências indesejadas. Um Filtro Sintonizado é um filtro linear que apresenta a seguinte resposta em frequência: ganho unitário em todas as frequências, exceto na frequência de interferência, em que o ganho deve ser zero. Como mostra a Figura 4.4.

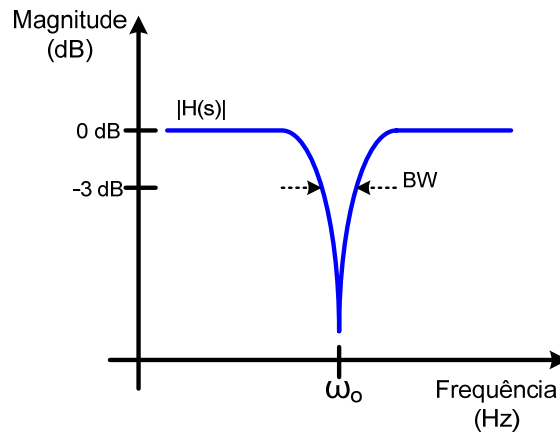


Figura 4.4- Diagrama de Bode de Magnitude de um Filtro Sintonizado

Uma função de transferência de segunda ordem que representa uma boa aproximação para um Filtro Sintonizado é dada pela seguinte equação:

$$H_N(s) = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad (4.4)$$

Porém, o projeto de filtros digitais com coeficientes fixos requer que todas as suas especificações sejam conhecidas e invariantes no tempo. Os parâmetros de ajuste dos Filtros Sintonizados são: frequência de sintonia (ω_o) e banda de passagem (BW). Logo, este tipo de filtro é capaz de extrair uma componente senoidal de um dado sinal que possui uma frequência bem definida.

No entanto, existem situações em que o sinal em análise não é estacionário, ou seja, sua frequência varia com o tempo. Nestes casos, Filtros Sintonizados em frequências fixas, isto é, com parâmetros constantes, podem se tornar ineficientes e até mesmo inoperantes a medida que a variação de frequência no sinal de entrada aumenta [29].

Para solucionar este problema é necessário que este filtro seja capaz de mudar sua frequência de sintonia de acordo com as variações na frequência do sinal. Ou seja, um filtro que auto-ajuste a sua frequência de sintonia. Filtros que possuem estas características são conhecidos como Filtros Adaptativos.

A principal aplicação de Filtros Adaptativos Sintonizados é o cancelamento de interferência senoidal comum em áreas como telecomunicações e biomédica. Mas, nos últimos anos, a aplicação desta técnica vem sendo estendida para detecção de harmônicos, com aplicação em diversas áreas da qualidade da energia.

4.1.1 - Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

Este filtro foi proposto por *Widrow et al.* [41] como uma solução alternativa para a extração de uma interferência senoidal. Esta estrutura é composta por 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 apresentada na Figura 4.5 [20].

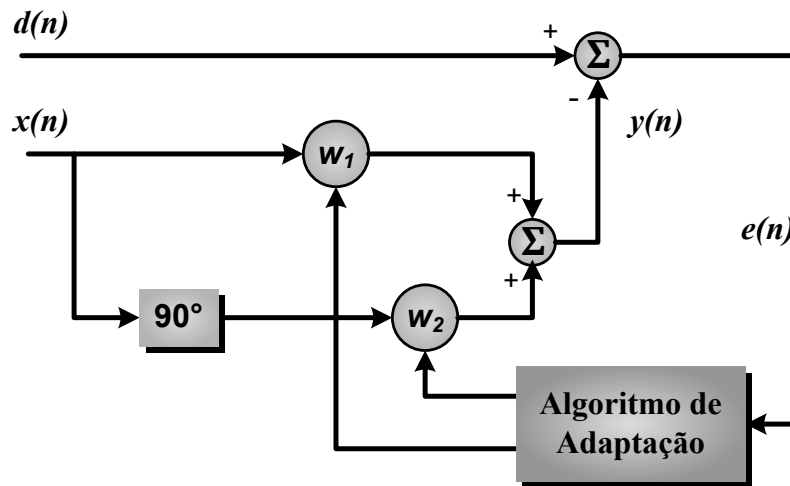


Figura 4.5- Estrutura para o Filtro Adaptativo Sintonizado

Nesta estrutura, dois sinais ortogonais senoidais são utilizados como entrada, um para a entrada $x(n)$ e outro defasado 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.

O sinal de saída $y(n)$ reproduz o sinal de interferência senoidal contido no sinal desejado $d(n)$, desta forma, o sinal sem a interferência será o próprio erro $e(n)$.

Os algoritmos *Least Mean Square* ou *Recursive Least Square* podem ser adotados como algoritmos de adaptação neste Filtro Adaptativo Sintonizado [20]. Neste caso, os coeficientes do Filtro Adaptativo Sintonizado ajustados através do algoritmo *LMS* são representados pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} w_1(n + 1) &= w_1(n) + \mu(n)e(n)x(n) \\ w_2(n + 1) &= w_2(n) + \mu(n)e(n)x_{90^\circ}(n) \end{aligned} \tag{4.5}$$

Onde,

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

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

$\mu(n)$: passo de adaptação

A chave para o bom funcionamento deste algoritmo está na geração dos sinais ortogonais de entrada. Se a frequência destes sinais ortogonais variar junto com a frequência do sinal de entrada, então este Filtro Adaptativo é capaz de atuar no processamento de sinais não estacionários.

Quando aplicado para extração de conteúdo harmônico, os sinais de referência podem ser fornecidos por um *PLL* [21],[22], ou até mesmo pela própria corrente de carga [19]. No segundo caso, aplica-se a Transformada de Clarke às correntes de carga de um sistema trifásico, resultando em duas componentes ortogonais que são filtradas por um filtro passa baixa comum. O Filtro Adaptativo Sintonizado é utilizado apenas para corrigir os erros de amplitude e fase associados ao filtro passa baixa. Porém, esta aplicação se restringe apenas a sistemas trifásicos equilibrados.

E na maioria das aplicações com a finalidade de extração de conteúdo harmônico, este algoritmo necessita de técnicas adicionais para apresentar rápida convergência.

4.1.2 - Filtro Adaptativo Sintonizado Baseado na Estimção de Frequência

O Filtro Adaptativo Sintonizado em questão foi inicialmente proposto por *Regalia* [24] em 1991, o qual se baseava em uma estrutura discreta do tipo *lattice*. Em 1996, foi proposto no domínio do tempo por *Bodson e Douglas* [25], e foi modificado a fim de melhorar questões como convergência e estabilidade por *Hsu et al.* [26], em 1999.

A idéia principal deste filtro é baseada em um filtro ressonante e um estimador de frequência, como mostra a Figura 4.6. Este filtro tem como entrada o sinal em que se deseja a informação $y(t)$ e produz como saída $x(t)$ e sua derivada $\dot{x}(t)$. Estes dois sinais são utilizados na lei de adaptação do estimador de frequência. O valor estimado da frequência θ retorna ao filtro ressonante, que por sua vez será sintonizado nessa frequência.

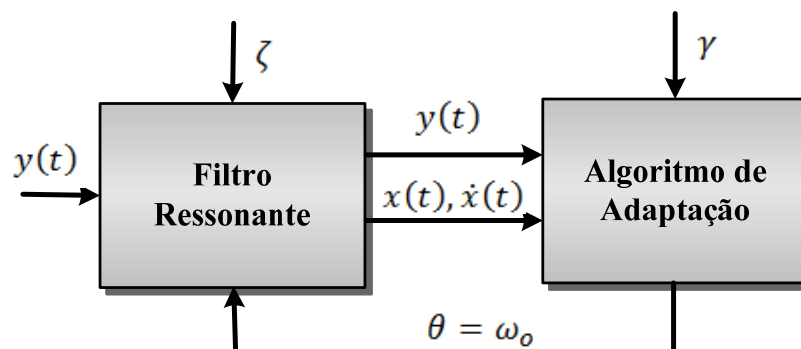


Figura 4.6- Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado

Inicialmente, considere o problema de estimar a frequência ω_o de um sinal puramente senoidal dado por:

$$y(t) = k \text{sen}(\omega_o t) \quad (4.6)$$

As equações diferenciais do Filtro Adaptativo Sintonizado inicialmente propostas por *Regalia* são [27]:

$$\begin{cases} \ddot{x} + 2\zeta\theta\dot{x} + \theta^2x = y \\ \dot{\theta} = \gamma_R x(y - 2\zeta\theta\dot{x}) \end{cases} \quad (4.7)$$

A primeira equação descreve a equação diferencial de um filtro ressonante, a segunda é a lei de adaptação do estimador de frequência e θ é a frequência estimada do sinal. Este método possui dois parâmetros de ajuste: o fator de amortecimento ζ , que determina a banda de passagem do filtro ressonante e o ganho adaptativo γ , que influencia na convergência do algoritmo ou lei de adaptação. Neste caso, γ_R é a constante de adaptação proposta por *Regalia*.

Para melhor entender as características de convergência deste filtro, as equações diferenciais (4.7) serão representadas através das seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -2\zeta\theta x_2 - \theta^2 x_1 + y \\ \dot{\theta} = \gamma_R (y - 2\zeta\theta x_2)x_1 \end{cases} \quad (4.8)$$

Onde,

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{1}{\underbrace{s^2 + 2\zeta\theta s + \theta^2}_{\text{Filtro Ressonante}}} \cdot y = G_R(s) \\ x_2 &= \frac{s}{s^2 + 2\zeta\theta s + \theta^2} \cdot y = G_R(s) \cdot s \end{aligned} \quad (4.9)$$

Analisando o comportamento da lei de adaptação temos:

$$\dot{\theta} = \gamma_R (y - 2\zeta\theta x_2)x_1 = \gamma_R (\dot{x}_2 + \theta^2 x_1)x_1 = \gamma_R \underbrace{\left(\frac{s^2 + \theta^2}{s^2 + 2\zeta\theta s + \theta^2} \cdot y \right)}_{\text{Filtro Sintonizado} - G_N(s)} x_1 \quad (4.10)$$

$$\dot{\theta} = \gamma_R \cdot G_N(s) \cdot G_R(s)$$

Desta forma, quando $\theta \rightarrow \omega_o$, então $G_N(s) \rightarrow 0$ e a lei de adaptação de frequência para de atualizar os valores da frequência estimada, ou seja, o algoritmo converge.

Se θ converge para ω_o , então, substituindo $s = j\omega_o$ nas equações (4.9) é possível observar que variáveis de estado x_1 e x_2 irão convergir para:

$$\begin{pmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{k}{2\zeta\omega_o^2} \cos(\omega_o t) \\ \frac{k}{2\zeta\omega_o} \text{sen}(\omega_o t) \\ \omega_o \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Porém, estas equações propostas por *Regalia* são altamente acopladas e não lineares. E, ainda, se durante o transitório de adaptação, a frequência estimada θ assumir valores negativos, o algoritmo irá divergir.

Com o objetivo de solucionar estes problemas, *Hsu et al.* fez duas contribuições importantes [26]. Adicionou ao algoritmo de um fator de escalonamento, θ^2 , para garantir que θ não assumisse valores negativos. E também introduziu uma mudança na escala de tempo, a fim de desacoplar a dinâmica do filtro ressonante da dinâmica do estimador de frequência. O que resultou nas seguintes equações diferenciais:

$$\begin{cases} \ddot{x} + 2\zeta\theta\dot{x} + \theta^2x = \theta^2y(t) \\ \dot{\theta} = \frac{\gamma_H x(\theta^2y - 2\zeta\theta\dot{x})}{\epsilon} \\ \gamma_H = \frac{\epsilon}{\left\{1 + N \left[x + \left(\frac{\dot{x}}{\theta} \right)^2 \right] \right\} (1 + \mu|\theta|^\alpha)} \end{cases} \quad (4.12)$$

Onde, os parâmetros adicionais N , α , μ são necessários para a estabilidade do algoritmo. As constantes ϵ e ζ são reais e positivas. E o parâmetro γ_H é a constante de adaptação proposta por *Hsu et. al* [27].

Essas mudanças, por sua vez, garantiram um estimador de frequência com características globais de convergência apenas para sinais de entrada $y(t)$ composto por uma única senóide. Neste caso o algoritmo converge para:

$$\begin{pmatrix} \bar{x} \\ \dot{\bar{x}} \\ \bar{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{k}{2\zeta} \cos(\omega_o t) \\ \frac{k\omega_o}{2\zeta} \text{sen}(\omega_o t) \\ \omega_o \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Mojiri et al., por sua vez, propôs uma série de modificações nas equações diferenciais deste filtro, com o objetivo de tornar este algoritmo capaz de extrair a frequência fundamental de um sinal periódico, porém não necessariamente senoidal [28]-[30].

Assim, o Filtro Adaptativo Sintonizado foi modificado para extrair uma única frequência senoidal de um sinal periódico qualquer que possua natureza não estacionária e ruídos. E finalmente, esta estrutura foi estendida para um arranjo capaz extrair individualmente as componentes senoidais de um dado sinal [30], ou ainda, estimar a frequência fundamental de um sinal e suas componentes harmônicas [29].

Inicialmente foram feitas algumas modificações nas equações, resultando:

$$\begin{cases} \ddot{x} + \theta^2 x = 2\zeta\theta(y(t) - \dot{x}) \\ \dot{\theta} = -\gamma x\theta(y(t) - \dot{x}) \end{cases} \quad (4.14)$$

Esta mudança leva o filtro a convergir para os seguintes valores:

$$\begin{pmatrix} \bar{x} \\ \dot{\bar{x}} \\ \bar{\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{k}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \\ k \sin(\omega_o t) \\ \omega_o \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

A equação (4.15) mostra que o sinal $\dot{\bar{x}}(t)$ coincide com o sinal de entrada $y(t)$, e então o sinal de entrada é obtido diretamente a partir de uma das variáveis de saída do filtro. Essas mudanças evitam a divisão por ω_o para obter o sinal de saída com a amplitude correta, como na equação (4.13).

Por fim, o Filtro Adaptativo Sintonizado representado pelas equações (4.14) acima, é então estendido para um algoritmo capaz de extrair individualmente as componentes de um sinal dado sinal periódico e estimar sua frequência fundamental.

Assim, define-se um novo sinal de entrada $y(t)$ composto por uma soma de senóides dado pela equação abaixo:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega_o t + \varphi_i) \quad (4.16)$$

Para este tipo de sinal de entrada a estrutura utilizada é composta por uma cascata de Filtros Adaptativos Sintonizados de segunda ordem, e um estimador de frequência para a frequência

fundamental. Assim, a ordem das equações diferenciais que regem este algoritmo é $2n+1$, onde n é o número de senóides a serem extraídas.

A modificação da estrutura para esta aplicação é feita a partir de uma simples análise das equações do filtro. Assim, observando a equação (4.14) é possível notar que ela é um filtro ressonante e o sinal erro é dado por: $e(t) = y(t) - \hat{x}$. Desta forma o erro em regime permanente tende a zero quando \hat{x} é um valor estimado para o sinal de entrada $y(t)$.

Porém, para que o sinal \hat{x} seja o valor estimado do sinal $y(t)$, é necessário um filtro ressonante para cada frequência contida neste sinal. Assim, a componente de ordem i do sinal $y(t)$ deve satisfazer a seguinte equação [29]:

$$\ddot{x}_i + i^2 \omega_o^2 x_i = 0 \quad (4.17)$$

Esta equação por sua vez, possui a seguinte solução:

$$O_i = \begin{pmatrix} \bar{x}_i \\ \dot{\bar{x}}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{A_i}{i\omega_o} \cos(i\omega_o t + \varphi_i) \\ A_i \text{sen}(i\omega_o t + \varphi_i) \end{pmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (4.18)$$

Então, o erro deve ser redefinido como:

$$e(t) = y(t) - \sum_{l=1}^n \hat{x}_l \quad (4.19)$$

O que resulta na equação diferencial, mostrada a seguir:

$$\ddot{x}_i + i^2 \theta^2 x_i = 2\zeta_i \theta \left(y(t) - \sum_{l=1}^n \hat{x}_l \right) \quad (4.20)$$

Da mesma forma a nova equação do estimador de frequência é dada por:

$$\dot{\theta} = -\gamma x_1 \theta \left(y(t) - \sum_{l=1}^n \hat{x}_l \right) \quad (4.21)$$

Em suma, as equações do Filtro Adaptativo Sintonizado são definidas como:

$$\begin{cases} \ddot{x}_i + i^2\theta^2 x_i = 2\zeta_i\theta e(t) \\ \dot{\theta} = -\gamma x_1\theta e(t) \\ e(t) = y(t) - \sum_{l=1}^n \dot{x}_l \end{cases} \quad (4.22)$$

Esse sistema possui uma única solução dada por:

$$O = \begin{pmatrix} O_i \\ \vdots \\ O_n \\ \omega_o \end{pmatrix}, i = 1, 2, \dots, n \rightarrow O_i = \begin{pmatrix} \bar{x}_i \\ \dot{\bar{x}}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{A_i}{i\omega_o} \cos(i\omega_o t + \phi_i) \\ A_i \text{sen}(i\omega_o t + \phi_i) \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

Observando a equação (4.18), é possível extrair as seguintes informações do sinal filtrado:

$$\begin{aligned} A_i &= \sqrt{i^2\theta^2 x_i^2 + \dot{x}_i^2} \\ \phi_i &= \tan^{-1}\left(\frac{\dot{x}_i}{-i\theta x_i}\right) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Onde A_i representa o valor de pico da componente i do sinal e $\phi_i = i\omega_o t + \phi_i$ representa o seu argumento.

A Figura 4.7 e Figura 4.8 mostram o diagrama em blocos da configuração geral do algoritmo, que é composto por um estimador de frequência para a componente fundamental do sinal, e um subfiltro para cada frequência existente no sinal, ou para cada frequência que se deseja extrair [23].

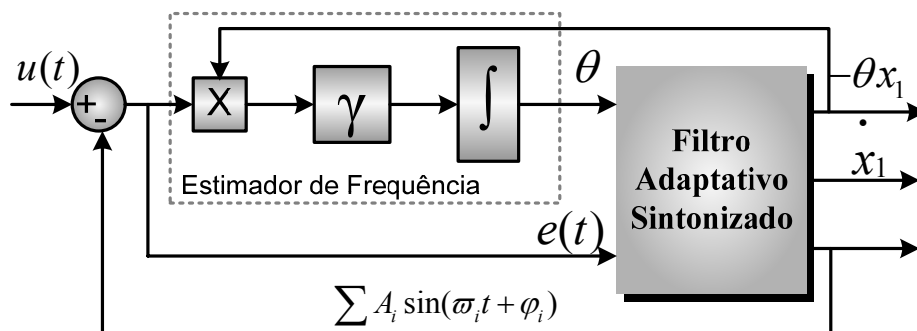


Figura 4.7– Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado

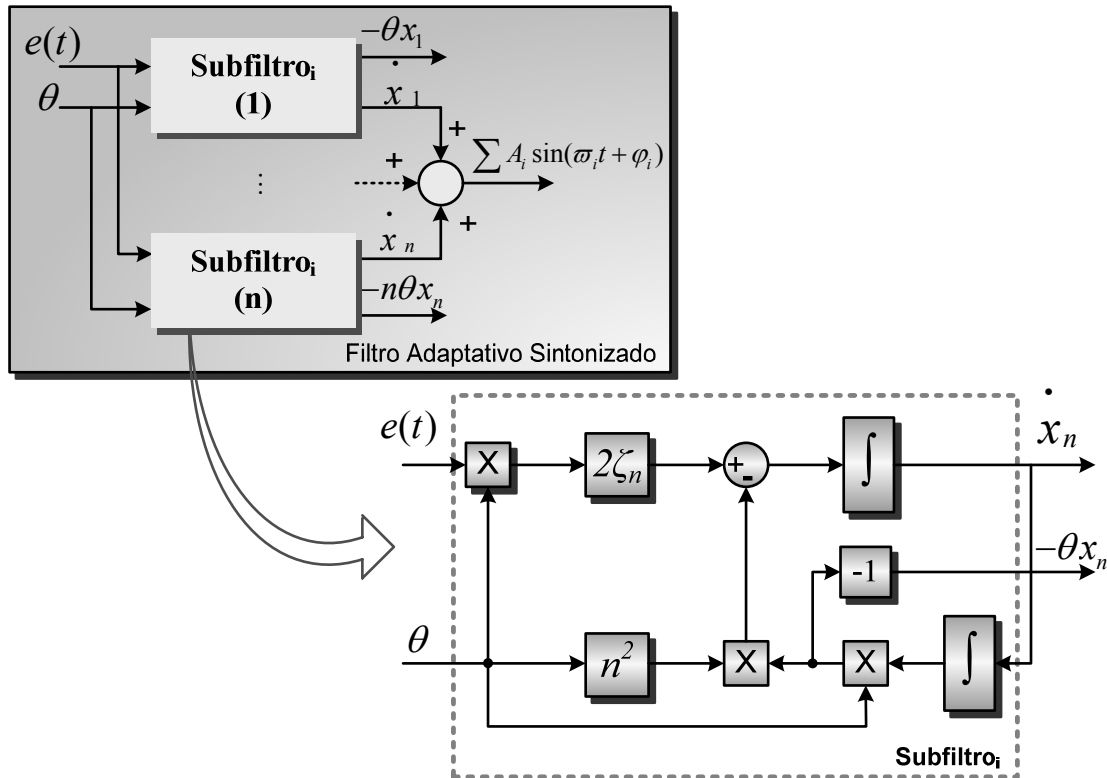


Figura 4.8– Diagrama em Blocos Detalhado do Algoritmo

Recentemente, *Yazdani et al.* propôs, baseado na mesma estrutura, um Filtro Adaptativo Sintonizado Trifásico para extração do conteúdo harmônico e componente reativa da corrente [23].

Desta forma, como cada fase do sistema trifásico possui a mesma frequência ω_0 não há necessidade de um estimador de frequência para cada fase. Por isso, é possível utilizar um único algoritmo para estimar a frequência, que servirá de base para o Filtro Adaptativo Sintonizado de cada fase. Resultando nas seguintes equações para a componente fundamental:

$$\begin{cases} \ddot{x}_\alpha + \theta^2 x_\alpha = 2\zeta_\alpha \theta e_\alpha(t) \\ e_\alpha(t) = u_\alpha(t) - \dot{x}_\alpha \\ \dot{\theta} = -\gamma \theta \sum_{\alpha=a,b,c} x_\alpha e_\alpha(t) \end{cases}, \alpha = a, b, c \quad (4.25)$$

Esta estrutura também pode ser utilizada para extrair harmônicos específicos, assim um subfiltro por fase é necessário para cada nova frequência que se deseja extrair. O diagrama de blocos da Figura 4.9 mostra de maneira geral como este algoritmo deve ser implementado. Neste diagrama, cada bloco de Filtro Adaptativo Sintonizado é o mesmo detalhado na Figura 4.8.

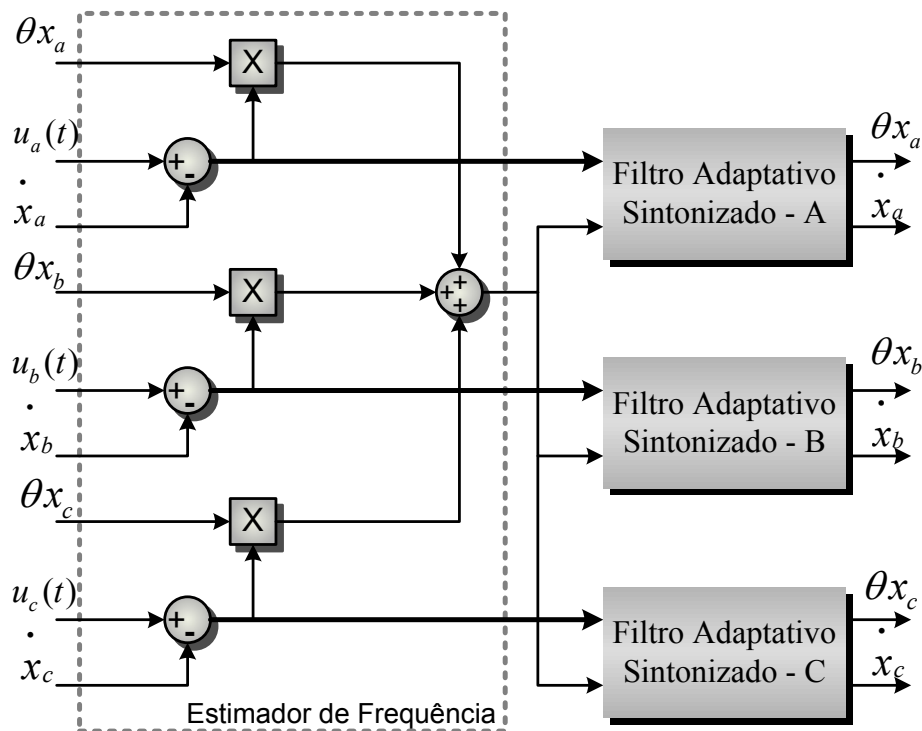


Figura 4.9– Diagrama em Blocos do Algoritmo do Filtro Adaptativo Sintonizado Trifásico

Assim, quando apenas a frequência fundamental é requerida, somente um subfiltro é necessário. Porém, o tempo de convergência do algoritmo é melhorado à medida que subfiltros vão sendo adicionados. A estabilidade deste sistema também foi garantida e matematicamente provada em [23].

Então, o Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência é capaz de fornecer as seguintes informações a respeito do sinal analisado: componente de frequência fundamental e sua ortogonal no domínio do tempo, amplitude, fase, frequência e componentes harmônicas totais e individuais dependendo da quantidade de subfiltros utilizados.

E ainda, por possuir um estimador de frequência este algoritmo não necessita de algoritmos adicionais para sincronia como o *PLL*, por exemplo.

Capítulo 5

Aplicação de Filtros Adaptativos na Compensação de Potência Reativa

Os Filtros Adaptativos Sintonizados vêm sendo cada vez mais utilizados na extração da componente fundamental da corrente. E possui também aplicações em algumas áreas específicas, tais como geração do sinal de referência de Filtros Ativos de Potência [19], cálculo de potências em ambientes não senoidais e desequilibrados[42], cálculo das componentes de sequência positiva negativa e zero [43], estimação da frequência da rede [44], entre outras aplicações.

Neste trabalho, o Filtro Adaptativo Sintonizado, é utilizado para extrair a componente fundamental do sinal de referência de tensão e de corrente, de modo a calcular a potência reativa ou fator de potência que servirão de referência para um controlador. Este controlador, por sua vez, deverá produzir como o resultado a tensão de controle para o Compensador Híbrido.

Desta forma, o sistema de controle utilizado para a compensação de potência reativa em sistemas monofásicos e trifásicos, está dividido basicamente em 3 etapas:

- Extração da componente fundamental da tensão e da corrente;
- Cálculo da potência reativa fundamental ou fundamental de sequência positiva;
- Obtenção da tensão de referência aplicada ao conversor de frequência.

A seguir será feita uma descrição detalhada da estratégia de controle adotada para três tipos de sistemas: sistemas monofásicos, sistemas trifásicos equilibrados e, por fim, sistemas trifásicos desequilibrados.

5.1 - Sistemas Monofásicos

O diagrama em blocos da mostrado Figura 5.1 resume a estratégia de controle aplicada no Compensador Híbrido para obtenção da tensão de referência do filtro ativo para sistemas monofásicos.

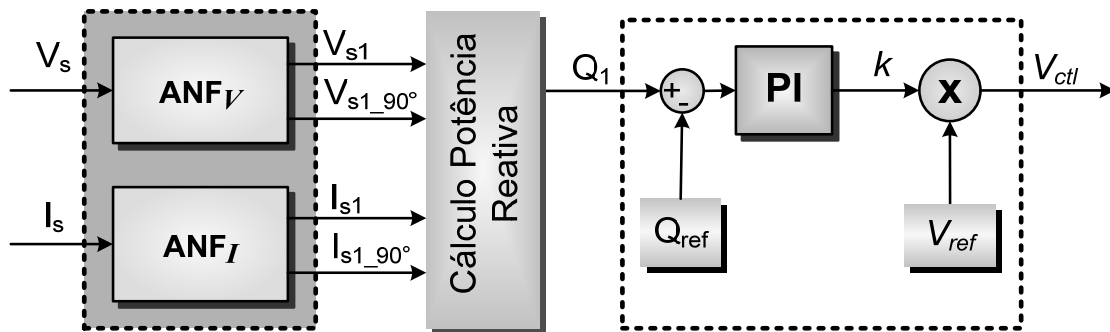


Figura 5.1– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Monofásicos

Inicialmente, as componentes fundamentais da tensão e da corrente da fonte (V_s , I_s) e suas componentes ortogonais são extraídas através da utilização de dois Filtros Adaptativos Sintonizados.

A estrutura destes Filtros Adaptativos é descrita no Capítulo 3, através de suas equações diferenciais. Porém, para tornar viável sua implementação tanto em simulações quanto em um sistema embarcado real, é necessário o seu desenvolvimento através de equações de diferenças, como será mostrado a seguir.

Primeiramente, tomando como base as equações (4.16) e (4.17) e o digrama da Figura 4.7, faz-se o seguinte desenvolvimento para o estimador de frequência:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= -\gamma x_1 \theta e(t) \\ \theta &= - \int \gamma \cdot x_1 \theta \cdot e(t) \cdot d\theta \end{aligned} \quad (5.1)$$

E ainda, para o Filtro Adaptativo Sintonizado, mostrado no diagrama da Figura 4.8 tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= \int [e(t) \cdot \theta(t) \cdot 2 \cdot \zeta - \theta(t) \cdot i^2 \cdot \theta(t) \cdot x_i(t)] \cdot dx_i \\ x_i(t) &= \int \dot{x}_i(t) \cdot dx_i \end{aligned} \quad (5.2)$$

As equações do Filtro Adaptativo Sintonizado foram mostradas até agora no domínio do tempo, onde são representadas por suas equações diferenciais. Então, para modelos no domínio discreto é necessário descrevê-las através de suas equações de diferenças.

Para tanto, é preciso considerar que os sinais em análise são amostrados com uma dada frequência de amostragem (f_a). Esta frequência de amostragem necessita ser pelo menos duas vezes maior que a frequência mais alta contida no sinal, para que quando este for amostrado, ele represente de maneira correta o sinal no domínio do tempo (Critério de Nyquist).

Desta forma, assumindo que a frequência de amostragem é muito maior que a mais alta frequência contida no sinal em análise, uma boa aproximação para uma integral no domínio discreto é dada pelo método de integração de Euler ou integração retangular [45].

Assim, seja uma integral de um sinal qualquer dada por:

$$f(t) = \int g(t). dt \quad (5.3)$$

Então, a aproximação de Euler para esta integral é representada pela seguinte equação de diferenças:

$$f(n) = f(n - 1) + T \cdot g(n - 1) \quad (5.4)$$

Onde, T é o período de integração, dado pelo inverso da frequência de amostragem. Assim, utilizando a aproximação de Euler, o Filtro Adaptativo Sintonizado pode ser representado no domínio discreto a partir das seguintes equações de diferenças:

$$\begin{aligned} \theta(n + 1) &= \theta(n) - \gamma \cdot x_1 \cdot \theta(n) \cdot e(n) \cdot T \\ \dot{x}_i(n + 1) &= \dot{x}_i(n) + 2 \cdot \zeta \cdot T \cdot e(n) \cdot \theta(n) - T \cdot \theta^2(n) \cdot i^2 \cdot x_i(n) \\ x_i(n + 1) &= x_i(n) + T \cdot \dot{x}_i(n) \\ e(n) &= Dn(n) - \dot{x}_i(n) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Assim, se apenas a frequência fundamental é requerida, apenas um subfiltro ($i=1$) para frequência fundamental é necessário. Entretanto, a resposta dinâmica deste sistema é melhorada a cada subfiltro adicionado para frequências harmônicas contidas no sinal. No entanto, a adição de muitos subfiltros aumenta o tempo de processamento do algoritmo. Então, a escolha do número de subfiltros deve ser feita de maneira a conciliar resposta dinâmica e tempo de processamento.

Uma vez escolhido o número de subfiltros a serem utilizados, o Filtro Adaptativo Sintonizado é então aplicado para extração da componente fundamental da tensão e da corrente. Desta forma, é possível observar que o Filtro Adaptativo Sintonizado fornece como saída as componentes fundamentais da tensão e da corrente e suas componentes ortogonais como mostrado na equação (4.13).

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{x}_{v1} = \sqrt{2} V_1 \text{sen}(\omega_o t + \varphi_v) \\ v_{1_{90^\circ}} &= -\theta \cdot x_{v1} = \sqrt{2} V_1 \text{cos}(\omega_o t + \varphi_v) \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} i_1 &= \dot{x}_{i1} = \sqrt{2} I_1 \text{sen}(\omega_o t + \varphi_i) \\ i_{1_{90^\circ}} &= -\theta \cdot x_{i1} = \sqrt{2} I_1 \text{cos}(\omega_o t + \varphi_i) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Onde, \dot{x}_{v1} , x_{v1} , \dot{x}_{i1} e x_{i1} são as saídas do Filtro Adaptativo para a tensão e para a corrente respectivamente. E V_1 e I_1 são os valores *rms* da tensão e da corrente.

A segunda etapa desta estratégia de controle consiste no cálculo da potência reativa. Para sistemas monofásicos optou-se por compensar a potência reativa fundamental proposta pela norma IEEE 1459-2010 [31], mostrada na equação (3.8).

Assim, a potência reativa fundamental pode ser calculada pela multiplicação entre a tensão e a corrente e suas componentes ortogonais:

$$Q_1 = v_1 \cdot i_{i_{90^\circ}} - v_{1_{90^\circ}} \cdot i_1 \quad (5.8)$$

Substituindo as equações (5.6) e (5.7) na equação (5.8) resulta em:

$$Q_1 = 2 V_1 I_1 \left[\begin{array}{l} \text{sen}(\omega_o t + \varphi_v) \text{cos}(\omega_o t + \varphi_i) - \\ \text{cos}(\omega_o t + \varphi_v) \text{sen}(\omega_o t + \varphi_i) \end{array} \right] \quad (5.9)$$

Utilizando relação trigonométrica, mostrada abaixo:

$$\text{sen}(\alpha - \beta) = \text{sen}\alpha \cdot \text{cos}\beta - \text{sen}\beta \cdot \text{cos}\alpha \quad (5.10)$$

E aplicando (5.10) em (5.9), tem-se:

$$\begin{aligned} Q_1 &= 2 V_1 I_1 [\text{sen}(\omega_o t + \varphi_v - \omega_o t - \varphi_i)] \\ Q_1 &= 2 V_1 I_1 \text{sen}(\varphi_v - \varphi_i) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Porém, a potência reativa obtida em (5.11) não coincide com a potência reativa fundamental proposta pelo IEEE. Para isto faz-se necessário introduzir um fator de escala na equação (5.8), resultando em:

$$Q_1 = \frac{1}{2} (v_1 \cdot i_{i_{90^\circ}} - v_{1_{90^\circ}} \cdot i_1) \quad (5.12)$$

Desta forma, é possível calcular a potência reativa fundamental do sistema apenas como uma combinação das variáveis de saída do Filtro Adaptativo Sintonizado.

O passo seguinte da estratégia de controle é comparar a potência reativa calculada com seu valor de referência. Neste caso, como o objetivo é anular a potência reativa do sistema, então, a potência de referência é $Q_{ref}=0$.

A comparação entre estes dois valores servirá de entrada para um controlador do tipo PI. Este controlador é responsável por fornecer o ganho k que determinará a amplitude da tensão imposta pelo filtro ativo.

Em seguida, a fase da tensão a ser imposta pelo filtro ativo é determinada pela escolha da tensão de referência de acordo com as duas estratégias mostradas no Capítulo 2.

Desta forma, se a referência escolhida for a tensão da fonte, basta utilizar as saídas do Filtro Adaptativo aplicado na tensão da fonte V_s , e dividi-la pela sua amplitude como mostra o diagrama de blocos a seguir:

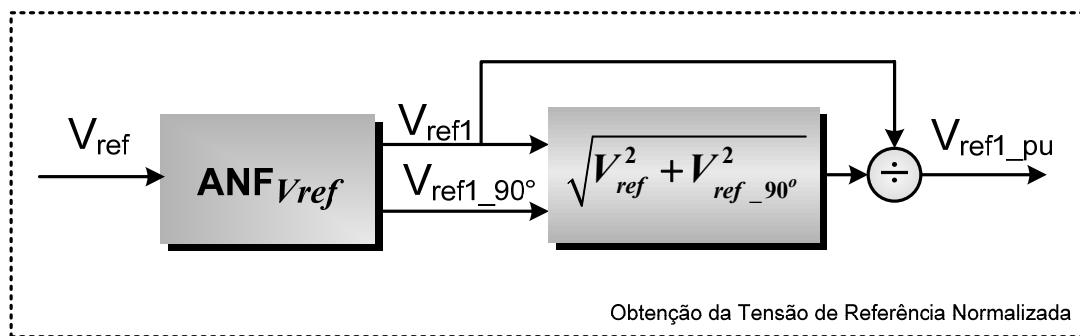


Figura 5.2- Obtenção da Tensão de Referência para o Controle

Porém, se o controle requer a utilização da tensão do capacitor como referência, um novo Filtro Adaptativo para extração da componente fundamental do capacitor é requerido.

Assim, é possível observar que a utilização da tensão do capacitor como referência gera um custo computacional mais elevado, pois é necessária a utilização de mais uma estrutura de filtragem. Porém, na prática, o uso da referência na tensão do capacitor traz algumas vantagens, como será mostrado no Capítulo 7.

A multiplicação do ganho fornecido pelo controlador PI pela a tensão de referência escolhida, resulta na tensão de controle (V_{ctl}), que será imposta pelo filtro ativo, para controlar a potência reativa fornecida pelo banco de capacitores.

5.2 - Sistema Trifásico Equilibrado

O sistema trifásico equilibrado é caracterizado por tensões e correntes balanceadas e defasadas entre si de 120°. Embora a maioria dos sistemas sejam desequilibrados, existem situações em que esse desequilíbrio pode ser desprezado. Nestes casos, a estratégia de controle pode ser simplificada, reduzindo o tempo de processamento do algoritmo de controle.

O diagrama em blocos mostrado na Figura 5.3 exemplifica o controle para Sistemas Trifásicos Equilibrados.

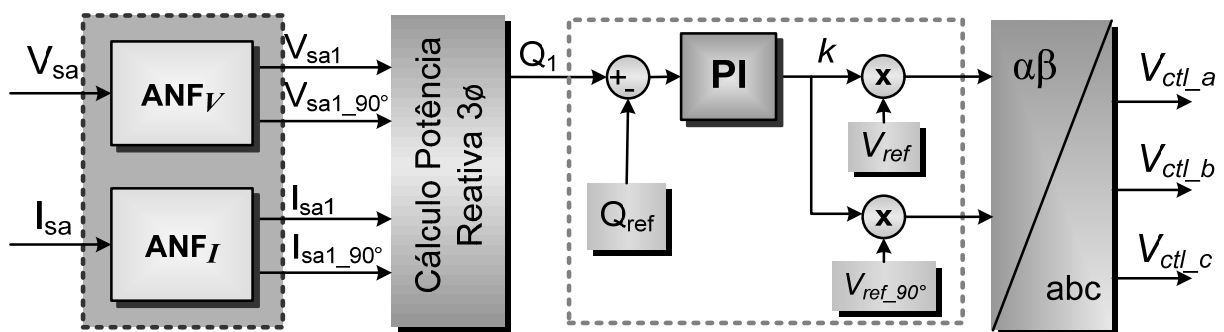


Figura 5.3– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Trifásicos Equilibrados

Neste caso, utiliza-se a fase *A* como referência do sistema assumindo que as fases *B* e *C* possuem mesma amplitude e são defasadas 120° uma da outra. Desta forma, uma estratégia muito semelhante àquela utilizada para sistemas monofásicos pode ser aplicada.

Então, após a filtragem dos sinais de tensão e corrente com o Filtro Adaptativo Sintonizado, o cálculo da potência reativa fundamental trifásica deve ser feito da seguinte maneira:

$$Q_1 = \frac{3}{2}(v_{a1} \cdot i_{a1_90^\circ} - v_{a1_90^\circ} \cdot i_{a1}) \quad (5.13)$$

$$Q_1 = 3 V_1 I_1 \text{sen}\theta_1$$

Uma vez calculados a potência reativa fundamental trifásica, o sinal de entrada do controlador PI e o ganho *k*, a etapa seguinte é a obtenção da tensão de controle (*V_{ctl}*) para cada fase.

Assim, o ganho *k* multiplicará a tensão de referência e sua componente ortogonal obtidas através da saída do Filtro Adaptativo Sintonizado, como mostra a Figura 5.4.

Após esta etapa as tensões de referência são representadas por duas componentes ortogonais e utilizará como recurso adicional a Transformada Inversa de Clarke.

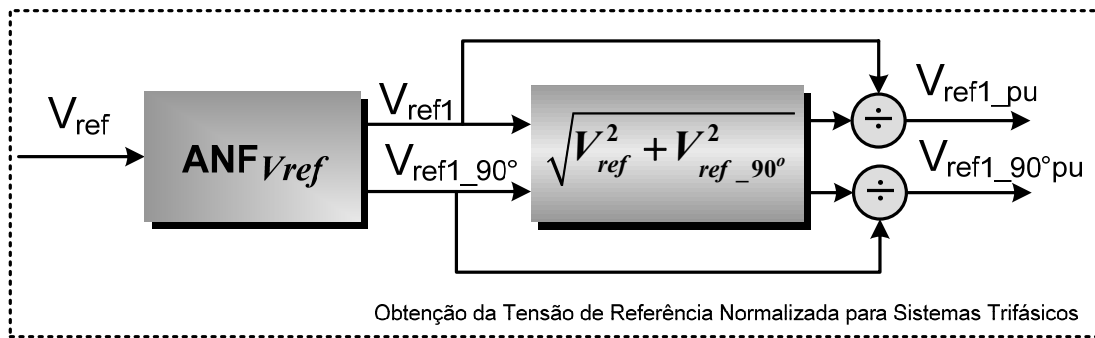


Figura 5.4– Obtenção da Tensão de Referência para o Controle para Sistemas Trifásicos Equilibrados

A Transformada de Clarke é uma transformada utilizada em sistemas elétricos para representar um sistema trifásico através de suas componentes ortogonais. Deste modo, a Transformada Inversa de Clarke é capaz de fazer o oposto, ou seja, compor um sistema trifásico equilibrado através de duas componentes ortogonais, como mostra a Figura 3.4 e as equações (3.13) e (3.14).

Então, ao aplicar a Transformada Inversa de Clarke nas tensões de referência ortogonais, estas passam a representar as tensões de referência trifásicas. A escolha da tensão V_{ref} deve ser feita da mesma maneira que no sistema monofásico, obedecendo o princípio de funcionamento do Compensador Híbrido descrito no Capítulo 2.

5.3 - Sistema Trifásico Desequilibrado

Quando o sistema trifásico não pode mais ser aproximado por um sistema equilibrado, as tensões e as correntes de cada fase devem ser levadas em consideração. Assim, uma nova estratégia de controle deve ser utilizada.

O diagrama em blocos mostrado na Figura 5.5 exemplifica a estratégia de controle para sistemas trifásicos desequilibrados.

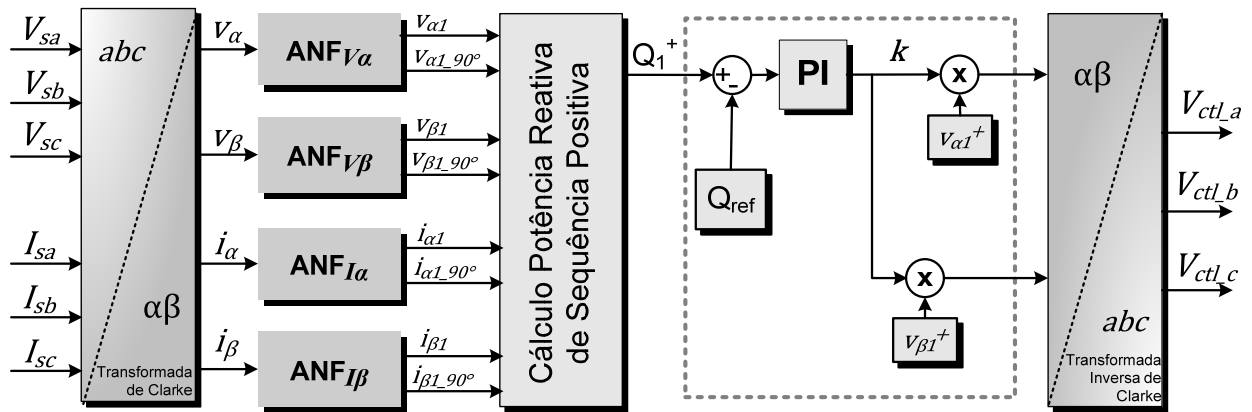


Figura 5.5– Estratégia de Controle do Compensador Híbrido para Sistemas Trifásicos Desequilibrados

Neste caso, é preciso fazer a leitura das tensões e das correntes nas três fases, uma vez que elas não possuem a mesma amplitude e podem não estar defasadas de 120° uma das outras.

Assim, em ambientes não senoidais e desequilibrados, o cálculo da potência reativa não pode se basear apenas na defasagem angular entre a tensão e a corrente de cada fase. Pois, esta defasagem pode ter sido causada pelo desequilíbrio e não pela presença de potência reativa.

A compensação de potência reativa baseada em capacitores não tem o objetivo de compensar desequilíbrio. Assim, este compensador visa apenas compensar a potência reativa efetivamente consumida pela carga. Desta forma, é importante quantificar de maneira correta a potência que deve ser compensada.

Tendo como base as definições de potência do IEEE 1459-2000 [31], nestes cenários a potência reativa é baseada na defasagem angular entre a tensão e a corrente de sequência positiva, como mostra a equação (3.11).

Levando isso em consideração, a estratégia de controle para este tipo de sistema é iniciada pela aplicação da Transformada de Clarke nos sinais de tensão e corrente. Fato este agrega duas vantagens: a eliminação de duas estruturas de Filtragem Adaptativa e a eliminação da componente de sequência zero, uma vez que apenas a componente de sequência positiva é requerida.

Em seguida, Filtros Adaptativos Sintonizados são aplicados aos sinais de tensão e corrente no sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Os sinais de saída destes filtros no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ são utilizados para a extração da componente de sequência positiva. A obtenção da componente fundamental de sequência positiva é descrita de maneira detalhada a seguir.

Uma vez que obtida a componente fundamental de sequência positiva, o cálculo da potência reativa é feito da seguinte maneira:

$$Q_1 = \frac{3}{2} (v_1^+ \cdot i_{1_90^\circ}^+ - v_{1_90^\circ}^+ \cdot i_1^+) \quad (5.14)$$
$$Q_1^+ = 3 V_1^+ I_1^+ \text{sen}\theta_1^+$$

A obtenção da tensão de controle do filtro ativo é feita da mesma maneira que em sistemas trifásicos equilibrados.

Porém, neste caso, quando a tensão de referência escolhida é a tensão do capacitor, é necessário aplicar todo o processo de extração da componente fundamental de sequência positiva as tensões do capacitor. O que tornaria o controle com tensão de referência no capacitor relativamente mais complexo.

Neste caso, como este processo já é feito com a tensão da fonte, a estratégia de controle pode ser feita de maneira bastante simplificada se a referência utilizada for a tensão de sequência positiva da fonte.

É importante ressaltar que, em casos onde a corrente da fonte é desequilibrada pela má distribuição de cargas monofásicas, o controle não é capaz de compensar isoladamente a potência reativa de cada fase, uma vez que este tipo de controle leva em consideração o sistema trifásico como um todo. E ainda, esta estratégia de controle não foi idealizada para compensar desequilíbrio, ou seja, as componentes de sequência negativa continuarão presentes no sistema.

5.3.1 - Método para Extração da Componente de Sequência Positiva

A decomposição de sinais de tensão e corrente em suas componentes simétricas encontra aplicações em diversas áreas de sistemas elétricos, além da compensação de potência reativa, tais como proteção, análise de faltas, compensação de desequilíbrio entre outras.

Muitas técnicas para separação de sinais em suas componentes simétricas são encontradas na literatura, ressaltando o método da Transformada Síncrona. Recentemente, a separação das componentes simétricas utilizando Filtros Adaptativos foi proposta através de técnicas de defasagem de sinais no domínio do tempo [43].

Neste trabalho, a obtenção das componentes de sequência positiva de um sinal baseia-se na combinação da Transformada de Clarke com o uso de Filtros Adaptativos. A Transformada de Clarke, por si só já é capaz de isolar as componentes de sequência zero do sinal através de sua componente X_0 .

A observação das equações a seguir mostra de maneira clara como a extração da componente fundamental de sequência positiva pode ser feita utilizando Filtros Adaptativos e a Transformação de Clarke.

Assim, inicia-se esta análise com um sistema desequilibrado que possui a seguinte equação no tempo para a fase A , por exemplo:

$$x_a(t) = X_a^+ sen(\omega_o t + \varphi^+) + X_a^- sen(\omega_o t + \varphi^-) + X_a^0 sen(\omega_o t + \varphi^0) + \sum_{n=3}^{\infty} X_{a_n} \cdot sen(n\omega_o t + \varphi_n) \quad (5.15)$$

As fases B e C do sistema trifásico possuem equacionamento análogo. Aplicando a Transforma de Clarke a esse sistema trifásico, têm-se:

$$\begin{aligned} X_{\alpha}(t) &= X_{\alpha}^+ sen(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^+) + X_{\alpha}^- sen(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^-) + \sum_n^{\infty} X_{\alpha_n} \cdot sen(n\omega_o t + \varphi_n) \\ X_{\beta}(t) &= -X_{\beta}^+ cos(\omega_o t + \varphi_{\beta}^+) + X_{\beta}^- cos(\omega_o t + \varphi_{\beta}^-) + \sum_n^{\infty} X_{\beta_n} \cdot cos(n\omega_o t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (5.16)$$

Em seguida, esses sinais são filtrados por dois Filtros Adaptativos Sintonizados. Estes filtros eliminam a parcela harmônica destes sinais e fornecem a componente ortogonal de cada um deles, como mostram as equações a seguir:

$$\begin{aligned} X_{\alpha 1}(t) &= X_{\alpha}^+ sen(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^+) + X_{\alpha}^- sen(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^-) \\ X_{\alpha 1_{90}^{\circ}}(t) &= X_{\alpha}^+ cos(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^+) + X_{\alpha}^- cos(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^-) \\ X_{\beta 1}(t) &= -X_{\beta}^+ cos(\omega_o t + \varphi_{\beta}^+) + X_{\beta}^- cos(\omega_o t + \varphi_{\beta}^-) \\ X_{\beta 1_{90}^{\circ}}(t) &= X_{\beta}^+ sen(\omega_o t + \varphi_{\beta}^+) - X_{\beta}^- sen(\omega_o t + \varphi_{\beta}^-) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Lembrando que as amplitudes dos sinais $\alpha\beta$ de sequência positiva são iguais $X_{\alpha}^+ = X_{\beta}^+$, e os de sequência negativa também $X_{\alpha}^- = X_{\beta}^-$ é possível obter a componente de sequência positiva em $\alpha\beta$, pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} X_{\alpha}^+ sen(\omega_o t + \varphi_{\alpha}^+) &= \frac{1}{2} \cdot [X_{\alpha 1}(t) + X_{\beta 1_{90}^{\circ}}(t)] \\ -X_{\beta}^+ cos(\omega_o t + \varphi_{\beta}^+) &= \frac{1}{2} [X_{\beta 1}(t) - X_{\alpha 1_{90}^{\circ}}(t)] \end{aligned} \quad (5.18)$$

De maneira complementar, a validade desta decomposição pode também ser observada de maneira fasorial. Assim, seja um sistema trifásico desequilibrado dado por:

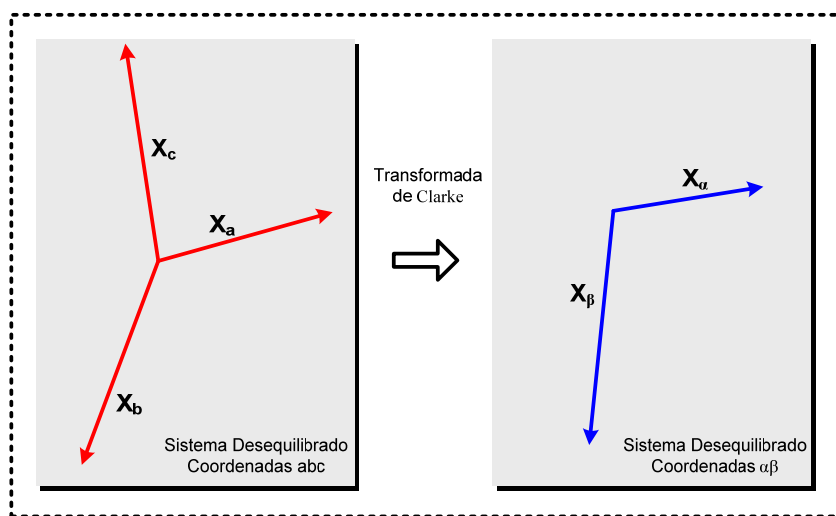


Figura 5.6– Transformada de Clarke para Sistemas Trifásicos Desequilibrados

Este sistema trifásico pode ser decomposto em três sistemas equilibrados, um de sequência positiva, um de sequência negativa outro de sequência zero como mostrado a seguir:

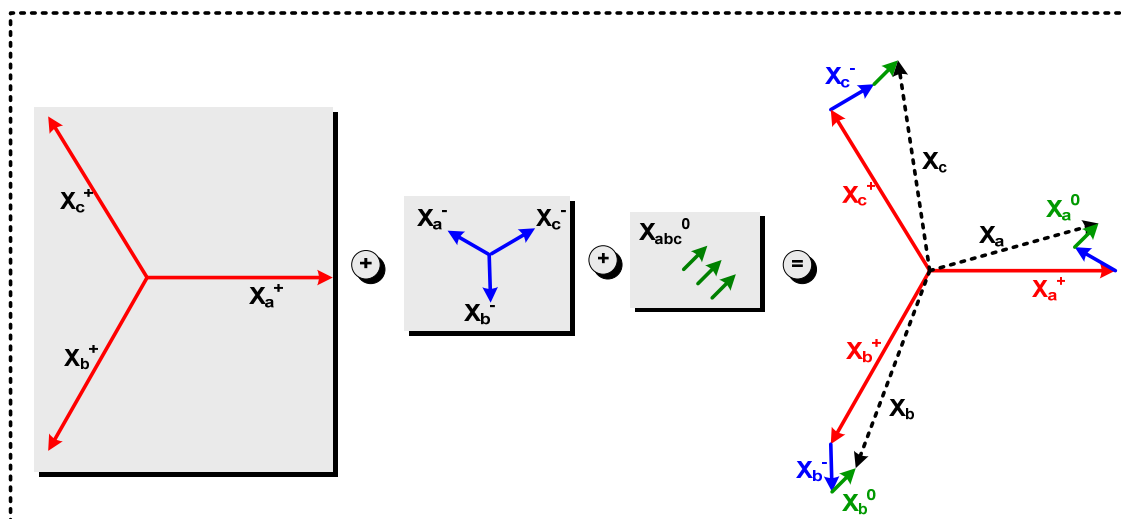


Figura 5.7– Separação em Componentes de Sequência Positiva, Negativa e Zero

De maneira análoga, o sinal no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, também pode ser decomposto da seguinte maneira:

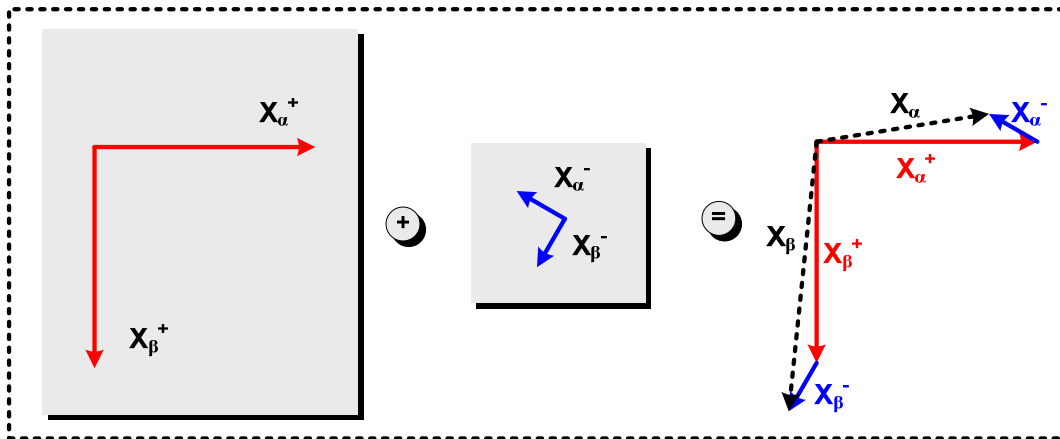


Figura 5.8– Transformada de Clarke para as componentes Sequência Positiva e Negativa

Assim, após a Transformação de Clarke e a Filtragem Adaptativa tem-se como resultado o seguinte diagrama fasorial:

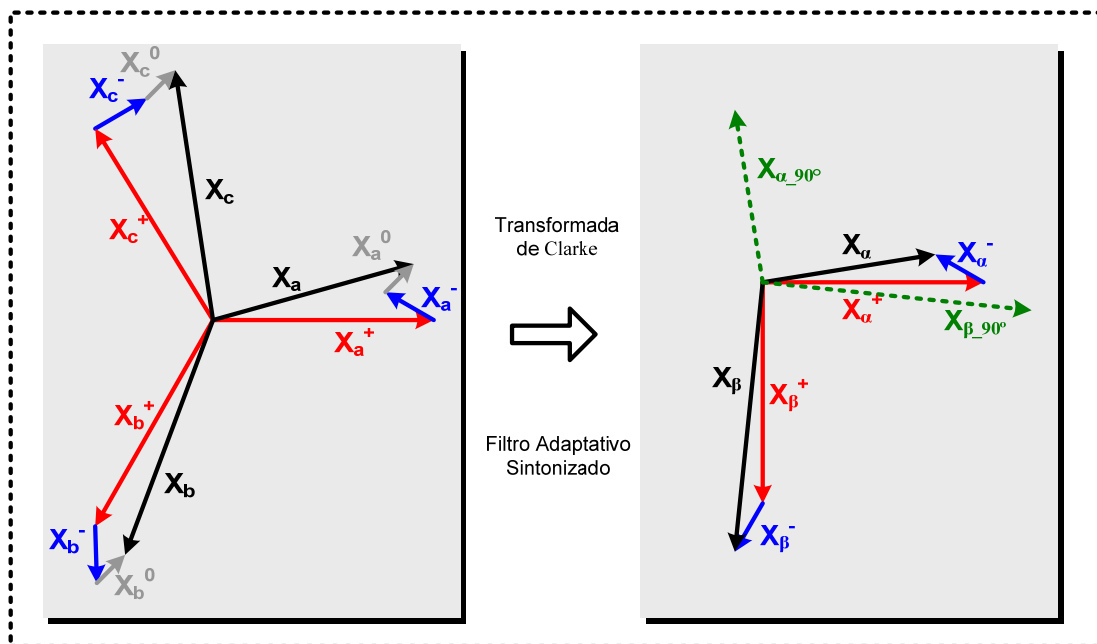


Figura 5.9– Resultado Final da Transformada de Clarke para o Sistema Desequilibrado

Da mesma forma que equação (5.18), a componente de sequência positiva do sinal X_{α}^{+} , pode ser obtida pela seguinte soma vetorial:

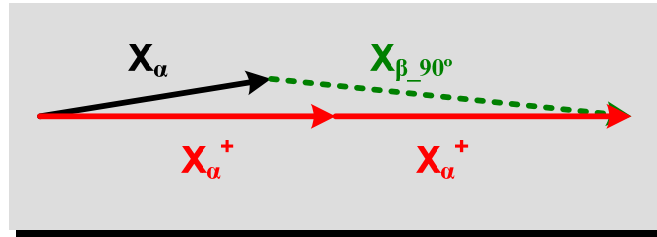


Figura 5.10– Obtenção da Componente de Sequência Positiva

A componente de sequência positiva X_β^+ é obtida de maneira análoga. Assim, uma vez obtidas as componentes $\alpha\beta$ de sequência positiva, as componentes trifásicas de sequência positiva são facilmente obtidas através da Transformada Inversa de Clarke.

No caso da estratégia de controle proposta para sistemas trifásicos desequilibrados, essas componentes (X_α^+ , X_β^+) são utilizadas para o cálculo da potência reativa de sequência positiva. E para o caso particular da tensão, estas componentes são utilizadas posteriormente como tensão de referência para obtenção da tensão de controle do filtro ativo.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

O Capítulo 2 define três regiões de operação para filtro ativo quando o controle é referenciado na tensão do capacitor. Essas regiões são descritas em termos da impedância equivalente representada por este filtro e seu efeito na quantidade potência reativa entregue pelo Compensador Híbrido.

Neste capítulo, o controle da potência reativa entregue pelo Compensador Híbrido será analisado a partir da tensão do capacitor, definindo as seguintes regiões de operação:

- **Região nominal:** Compensador Híbrido inserido no sistema sem atuação do controle.
- **Região de sobrecompensação:** Compensador Híbrido inserido no sistema e controle atuando no aumento da tensão do capacitor, ou seja, no aumento da potência reativa capacitiva entregue pelo ramo híbrido.
- **Região de subcompensação:** Compensador Híbrido inserido no sistema e controle atuando na diminuição da tensão do capacitor, ou seja, na diminuição da potência reativa capacitiva fornecida pelo ramo híbrido.

Utilizando o software *Matlab/Simulink*[®] são feitas simulações com o objetivo de testar o funcionamento do Filtro Adaptativo Sintonizado na extração do conteúdo harmônico e a estratégia de controle proposta para o Compensador Híbrido.

6.1 – Simulações: Sistema Monofásico

O esquemático da simulação do sistema monofásico utilizando o *Matlab/Simulink*[®] é mostrado no Apêndice A. Que apresenta um sistema monofásico com as seguintes características:

- Fonte de Alimentação 127[V] fundamental, 5% de 5º harmônico e ruído aleatório;
- Ponte Tiristorizada Monofásica com carga RL: $R=20[\Omega]$, $L=75[\text{mH}]$;

O Compensador Híbrido é inserido no ponto de acoplamento comum e possui as seguintes características:

- Banco de Capacitores de 60[μ F];
- Conversor de Frequência, com tensão no link DC fixada em 440[V];
- Transformador : relação de transformação 4:1 440/110[V]
 $S_N=1$ [KVA], $R = 1,089$ [Ω] e $L = 12$ [mH];

Os algoritmos de controle e filtragem adaptativa são implementados através de um bloco chamado *s-function*, que permite a programação em linguagem C, para simular os resultados equivalentes aos obtidos em um microcontrolador real. Assim, as equações de diferenças do Filtro Adaptativo Sintonizado e do algoritmo de controle, descritas no Capítulo 5, são implementadas em linguagem C, através deste bloco.

Nesta simulação, os parâmetros utilizados são os mais próximos possíveis do protótipo real, a fim de modelar corretamente o sistema na simulação e obter resultados coerentes e próximos aos que serão obtidos na prática.

Os resultados obtidos para o Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência e para o gerenciamento da potência reativa são mostrados a seguir.

6.1.1 – Filtro Adaptativo Sintonizado

Com o propósito de testar o funcionamento do Filtro Adaptativo Sintonizado, são feitas simulações a partir das equações descritas no Capítulo 5. O algoritmo é aplicado para extrair as componentes fundamentais da tensão e da corrente em um sistema monofásico com as características descritas acima.

O comportamento do Filtro Adaptativo Sintonizado é analisado em situações nas quais ocorrem mudança de amplitude e fase ao mesmo tempo, que são obtidas através da variação do ângulo de disparo (α) da ponte tiristorizada. Nessas simulações, o Compensador Híbrido não está inserido no sistema e apenas o funcionamento do Filtro Adaptativo Sintonizado é analisado.

Para o primeiro caso, são utilizados 5 subfiltros para a corrente parametrizados da seguinte forma: fator de amortecimento para frequência fundamental, para o 3° e o 5° harmônico é $\zeta_I = 1,2$; para o 7° e o 9° harmônico é $\zeta_I = 0.6$; e a constante de adaptação utilizada no estimador de frequência é dada por $\gamma_I=1800$. O valor inicial da frequência é a própria frequência fundamental da rede, $\theta_0=377$ [rad/s] e os demais valores iniciais são iguais a zero.

A Figura 6.1 mostra comportamento do Filtro Adaptativo Sintonizado em regime permanente, na decomposição harmônica individual do sinal de corrente.

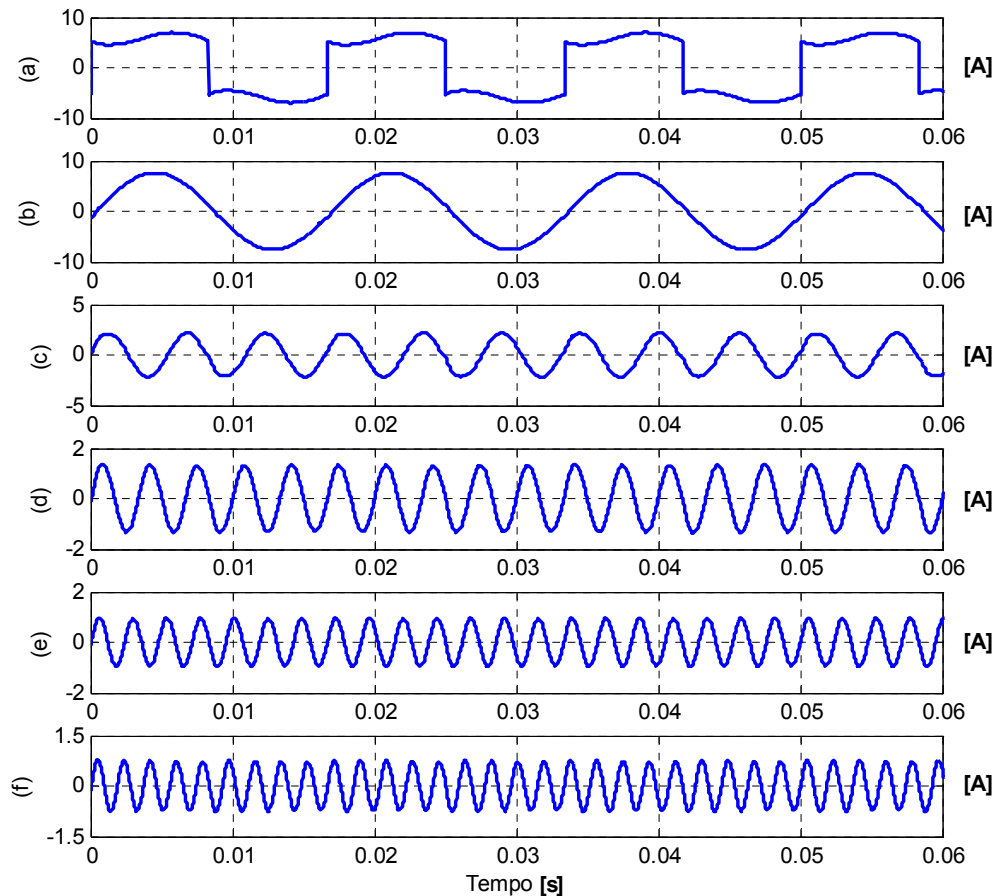


Figura 6.1 - Decomposição Harmônica da Corrente pelo Filtro Adaptativo Sintonizado

**(a) Corrente da fonte, (b) Componente fundamental, (c) 3º harmônico,
(d) 5º harmônico, (e) 7º harmônico, (f) 9º harmônico**

É importante observar que a resposta dinâmica deste filtro depende dos parâmetros, γ e ζ . O parâmetro ζ é o fator de amortecimento do filtro sintonizado e γ é uma constante utilizada na estimação da frequência. A relação entre dinâmica e precisão do Filtro Adaptativo Sintonizado varia com esses parâmetros e com a quantidade de subfiltros utilizada.

O aumento da quantidade de subfiltros melhora sua resposta dinâmica para os mesmos valores de γ e ζ . Porém, o uso de muitos subfiltros requer um tempo de processamento muito elevado.

A Figura 6.1 mostra a obtenção de cada harmônico individualmente de um sinal de corrente distorcido. Porém, para a compensação de potência reativa apenas a frequência fundamental é requerida e o uso de subfiltros adicionais é necessário apenas para melhorar a resposta dinâmica do Filtro Adaptativo Sintonizado.

Buscando uma resposta dinâmica satisfatória sem aumentar muito o tempo de processamento do algoritmo, são feitas simulações da extração da componente fundamental dos sinais de tensão e corrente utilizando dois subfiltros para cada sinal.

Neste caso, um único estimador de frequência é utilizado, pois no sistema elétrico tensão e corrente possuem a mesma frequência. Como o sinal de tensão é menos distorcido e apresenta transitórios de menor intensidade o mesmo estimador de frequência implementado para a tensão é utilizado no Filtro Adaptativo Sintonizado da corrente. Este estimador com referência na tensão fornece um sinal de estimação de frequência mais exato utilizando menor número de subfiltros do que se este fosse implementado com referência na corrente.

O que resultou nos seguintes parâmetros para o Filtro Adaptativos Sintonizado:

- Tensão → frequência fundamental e 5° harmônico: $\zeta_v = 1,2$ e $\gamma_v=18$;
- Corrente → frequência fundamental e 3° harmônico: $\zeta_{I1} = 0,6$ e $\zeta_{I3} = 0,3$.

É importante notar que não é necessário definir o valor de γ_I , pois o estimador de frequência é implementado apenas para a tensão.

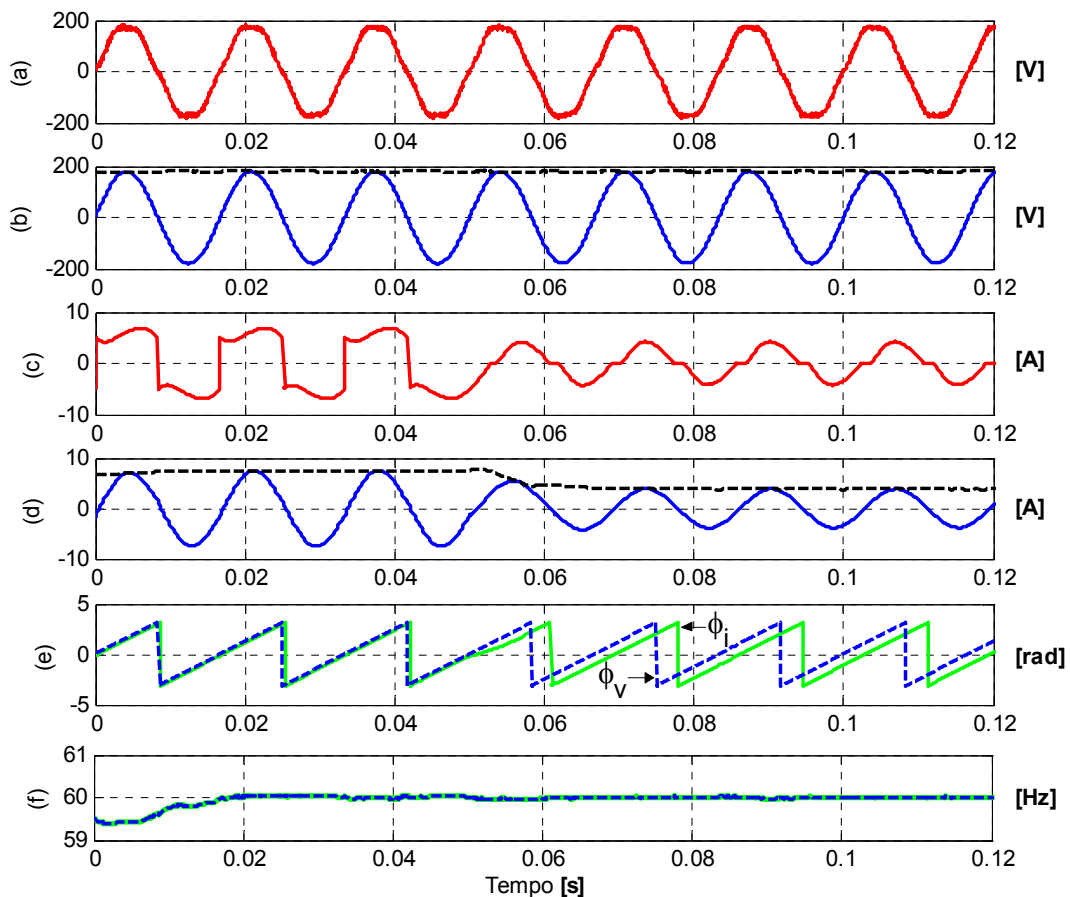


Figura 6.2 - Comportamento do Filtro Adaptativo Sintonizado em Transitório de Carga

- (a) Tensão da Fonte, (b) Tensão Fundamental e Valor de Pico, (c) Corrente da Fonte,
 (d) Corrente Fundamental e Valor de Pico, (e) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i),
 (f) Frequência Estimada

A Figura 6.2 mostra o desempenho do Filtro Adaptativo Sintonizado, na extração da componente fundamental da tensão e da corrente durante um transitório de carga. Neste transitório o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é variado de 0° para 60° . É importante ressaltar que o Compensador Híbrido ainda não está inserido no sistema.

Esta figura também mostra o valor de pico e o ângulo de fase da tensão e da corrente, calculados a partir das variáveis de saída do Filtro Adaptativo Sintonizado, dado conforme a equação (4.19).

6.1.2 – Obtenção dos Sinais de Referência para o Controle

Os resultados anteriores comprovam eficiência do Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência na extração da componente fundamental da tensão e da corrente. Assim, quando o Compensador Híbrido é inserido no sistema, essas componentes são utilizadas como referência para o controle da potência reativa fornecida pelo mesmo.

Desta forma, o Filtro Adaptativo Sintonizado é utilizado para extração destes sinais, utilizando dois subfiltros e um único estimador de frequência com os seguintes parâmetros:

- Tensão \rightarrow frequência fundamental e 5^o harmônico: $\zeta_v = 1,2$ e $\gamma_v = 18$;
- Corrente \rightarrow frequência fundamental e 3^o harmônico: $\zeta_{i1} = 0,6$ e $\zeta_{i3} = 0,3$.

Os resultados obtidos são mostrados na Figura 6.3 e Figura 6.4:

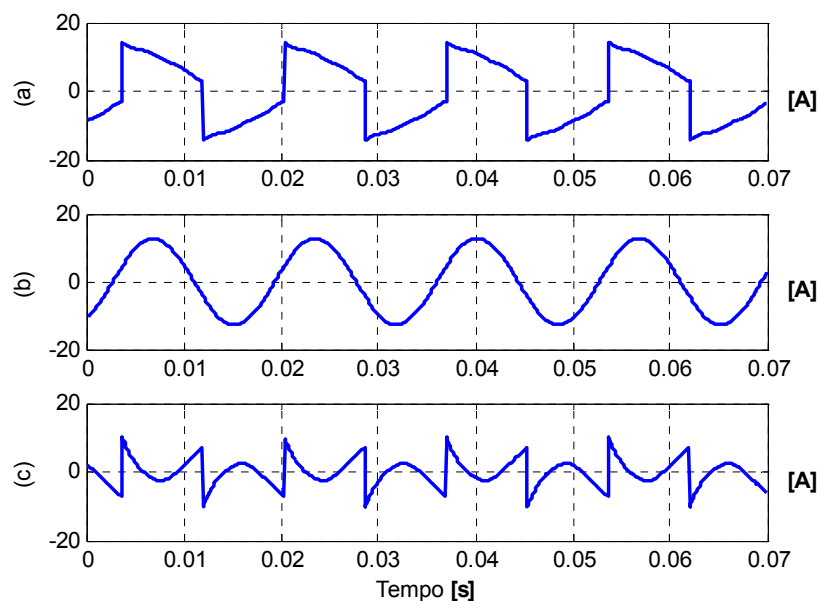


Figura 6.3 - Extração Conteúdo Harmônico da Corrente com Filtro Adaptativo Sintonizado

(a) Corrente da Fonte, (b) Corrente Fundamental (c) Corrente Harmônica

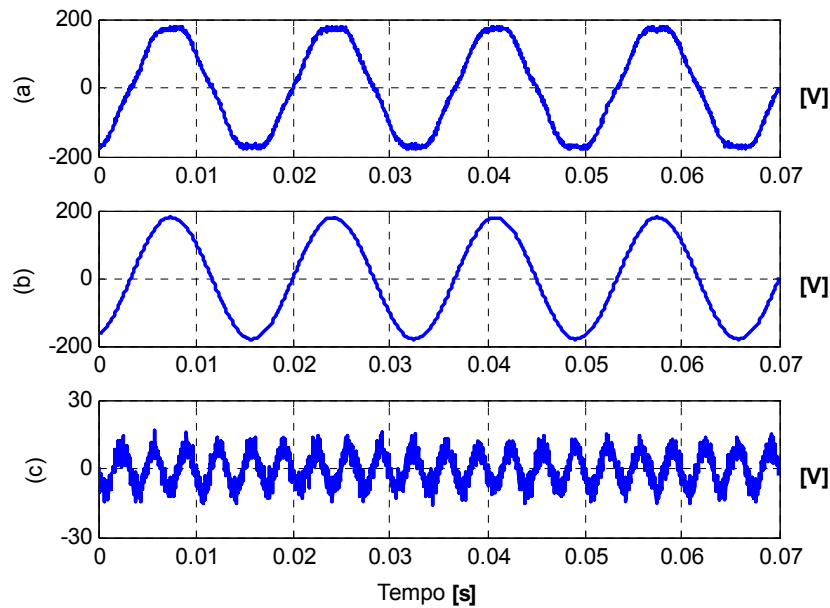


Figura 6.4 - Extração Conteúdo Harmônico da Tensão com Filtro Adaptativo Sintonizado

(a) Tensão da Fonte, (b) Tensão Fundamental (c) Tensão Harmônica

Para mostrar o desempenho do Filtro Adaptativo Sintonizado na extração da componente fundamental, a Figura 6.5 exibe o espectro de frequência dos sinais de tensão e corrente antes e depois da filtragem.

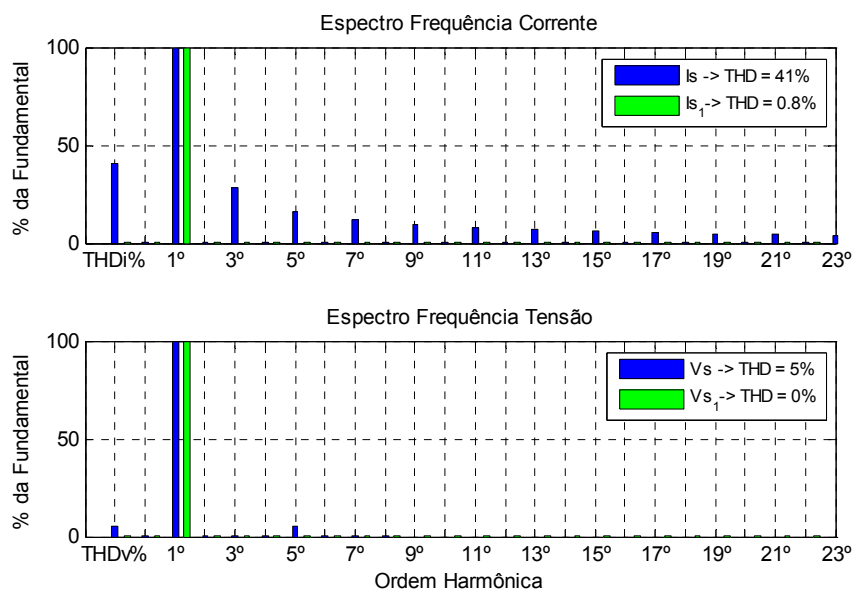


Figura 6.5 - Espectro Harmônico da Tensão e da Corrente Antes e Depois da Isolação Harmônica

Os resultados de simulação mostram que o Filtro Adaptativo Sintonizado é eficiente na isolação do conteúdo harmônico tanto da tensão quanto da corrente, mesmo em ambientes com a presença de ruídos.

As componentes fundamentais da tensão e da corrente serão utilizadas para o cálculo da potência reativa fundamental para sistemas monofásicos, conforme a descrição feita no Capítulo 5.

Esta potência reativa fundamental servirá de referência para um controlador PI. O PI utilizado nesta simulação possui os seguintes ganhos: $k_p = 0$ e $k_i = 0,1$. Para garantir estabilidade e correto funcionamento deste controlador, é necessário que este possua uma dinâmica um pouco mais lenta que o Filtro Adaptativo Sintonizado. Por este motivo, apenas o ganho integral foi utilizado.

A tensão de controle do filtro ativo V_{ctl} , é obtida pela multiplicação da constante k , fornecida pelo PI, pela tensão de referência V_{ref} . Nesta simulação a tensão do capacitor será utilizada como tensão de referência. Portanto, outro Filtro Adaptativo Sintonizado, com os mesmos parâmetros que o da tensão da fonte é utilizado para obtenção da tensão de controle, conforme mostra a Figura 5.2.

A Figura 6.6 mostra detalhadamente todas as etapas da estratégia de controle proposta na Figura 5.1.

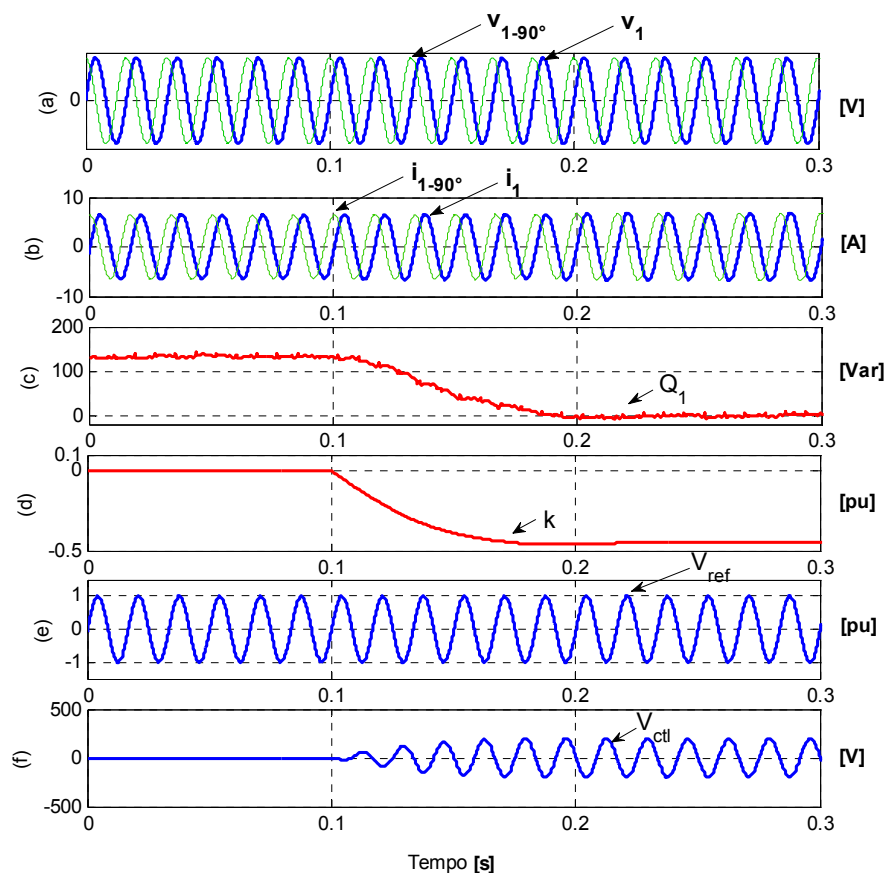


Figura 6.6 - Principais Sinais de Referência do Controle de Potência Reativa Monofásico

- (a) Tensão Fundamental (v_1) e sua componente ortogonal (v_{1-90°), (b) Corrente Fundamental (i_1) e sua componente ortogonal (i_{1-90°), (c) Potência Reativa Fundamental (Q_1), (d) Constante de Controle (k), (e) Tensão de Referência no Capacitor (V_{ref}) e (f) Tensão de Controle - Filtro Ativo (V_{ctl})

Esta figura mostra os principais sinais de referência utilizados na estratégia de controle da potência reativa durante o transitório de entrada do controle. Nesta situação, o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é $\alpha=60^\circ$.

6.1.3 – Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação

O Compensador Híbrido atua no ajuste da quantidade de potência reativa fornecida pelo capacitor para o sistema. Desta forma, quando o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é próximo de zero ($\alpha = 5^\circ$), a potência reativa fornecida pelo capacitor é maior do que quantidade necessária para a compensação da carga resultando em uma corrente capacitiva, como mostra a Figura 6.7.

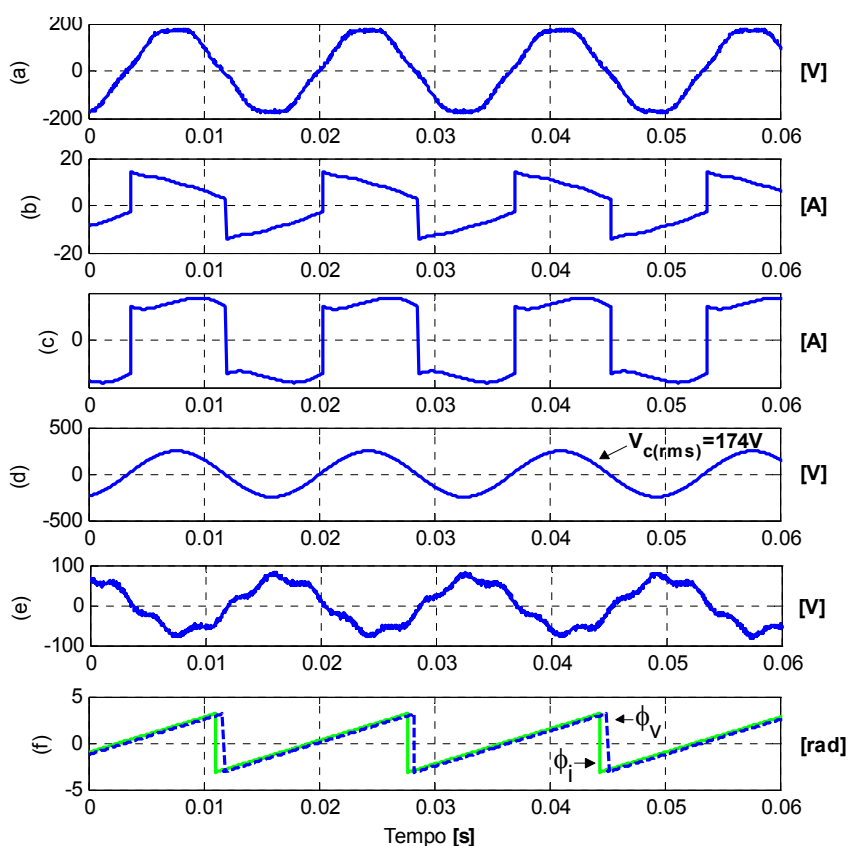


Figura 6.7 – Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$

(a) Tensão da Fonte, (b) Corrente da Fonte, (c) Corrente da Carga, (d) Tensão do Capacitor, (e) Tensão do Filtro Ativo, (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i)

Nesta situação, o filtro ativo deverá impor uma tensão em fase com a tensão do capacitor o que resulta na diminuição da tensão do capacitor e conseqüentemente na redução da potência reativa capacitiva fornecida pelo mesmo.

A Figura 6.8 mostra o resultado da atuação do controle na compensação da potência reativa para o caso descrito acima. É possível observar que a tensão do capacitor caiu de 174[V] para 76[V], representando uma significativa diminuição da potência reativa fornecida pelo capacitor.

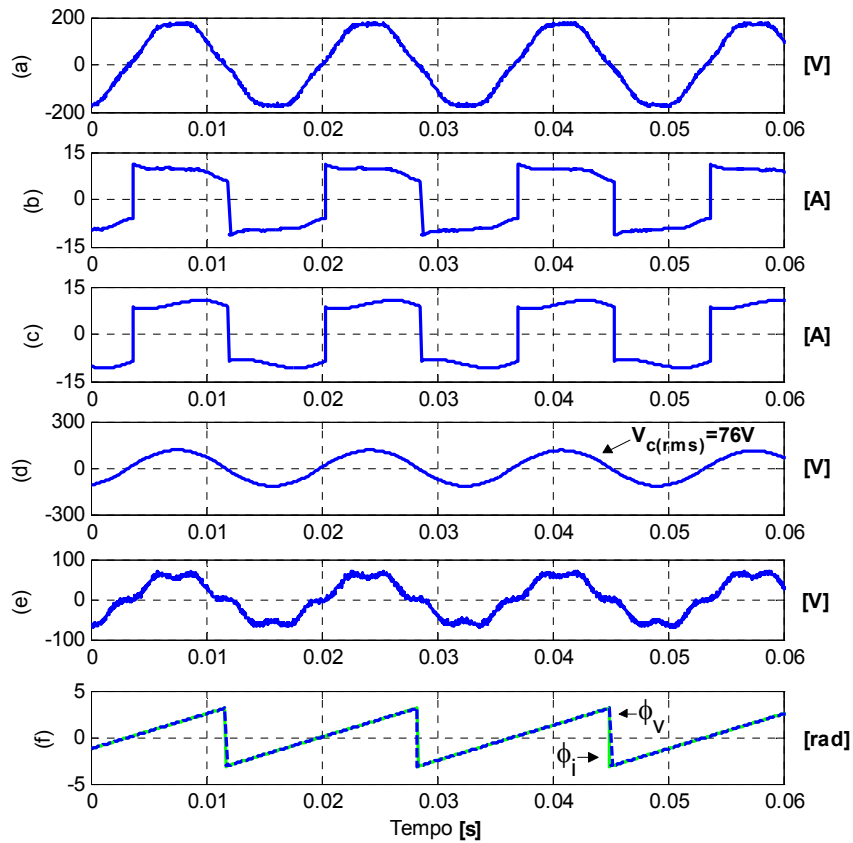


Figura 6.8 – Compensador Híbrido na Região de Subcomensação para $\alpha = 5^\circ$

(a) Tensão da Fonte, (b) Corrente da Fonte, (c) Corrente da Carga, (d) Tensão do Capacitor, (e) Tensão do Filtro Ativo, (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i)

Já a Figura 6.9 mostra a potência reativa e a constante de controle durante um transitório de entrada do algoritmo de controle.

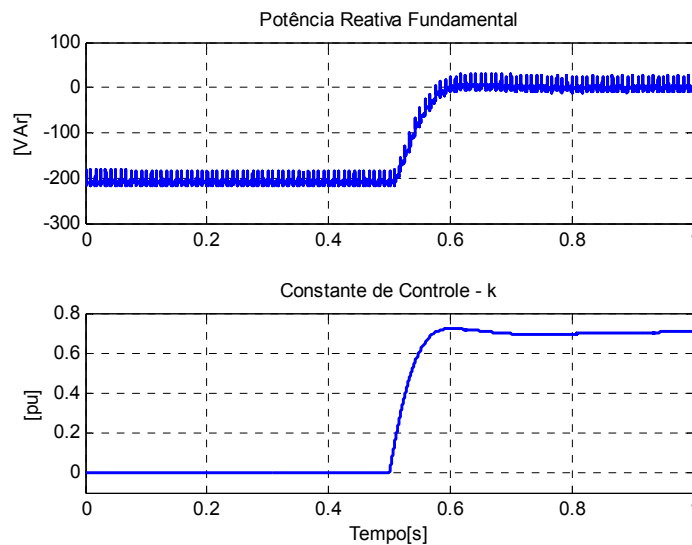


Figura 6.9 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$

6.1.4 – Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação

Para mostrar o funcionamento do Compensador Híbrido na região de sobrecompensação, o ângulo de disparo foi ajustado para $\alpha=45^\circ$. Então, o Compensador Híbrido em sua condição nominal de operação não é capaz de fornecer a quantidade de potência reativa necessária para suprir a potência reativa indutiva requerida pela carga. Desta forma, a corrente da fonte continua levemente indutiva, como mostra a Figura 6.10.

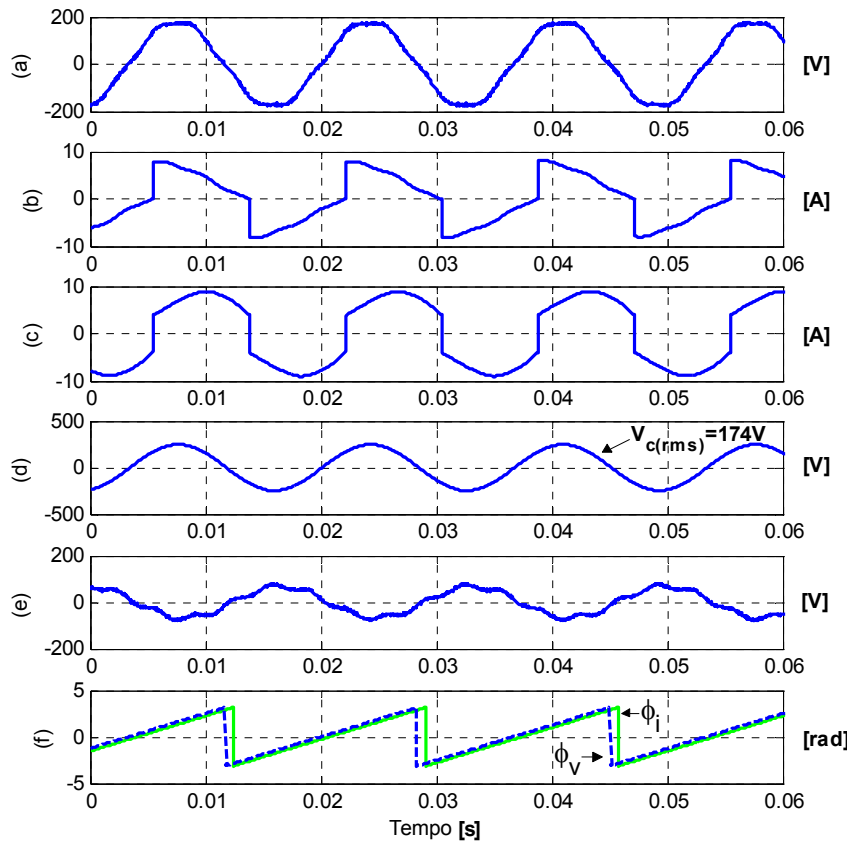


Figura 6.10 – Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha=45^\circ$

(a) Tensão da Fonte, (b) Corrente da Fonte, (c) Corrente da Carga, (d) Tensão do Capacitor, (e) Tensão do Filtro Ativo, (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i)

Neste caso, o Compensador Híbrido ajusta quantidade de potência reativa fornecida pelo capacitor aplicando uma tensão com fase oposta a tensão do capacitor o que resulta um aumento da tensão do capacitor e conseqüentemente um aumento da quantidade de potência reativa capacitiva fornecida pelo mesmo, como mostra a Figura 6.11.

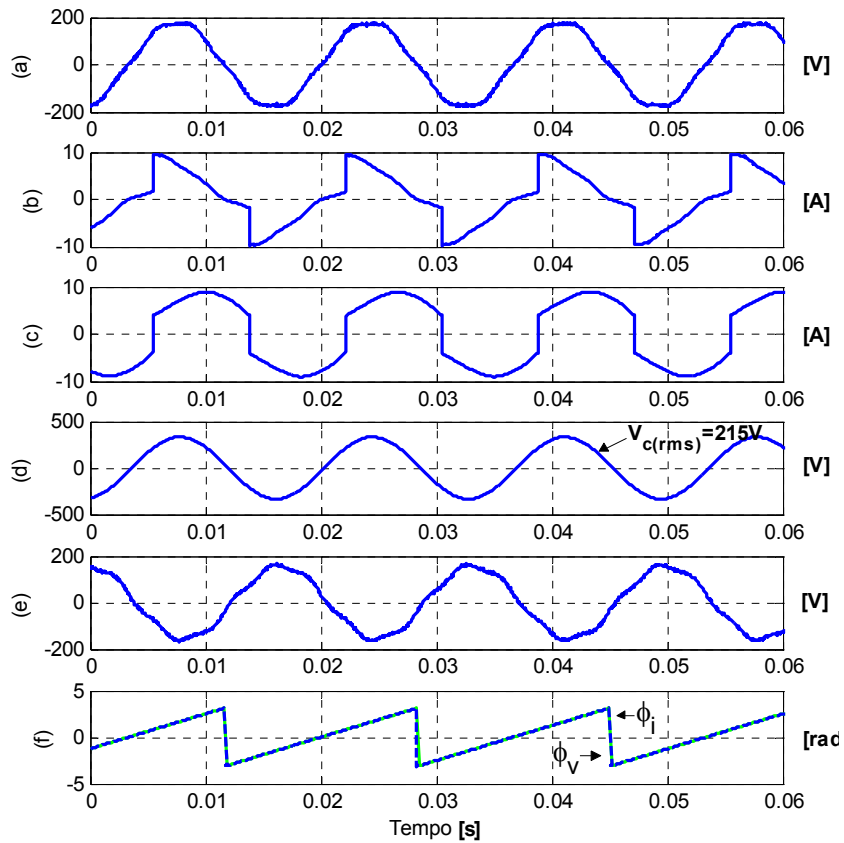


Figura 6.11 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$

(a) Tensão da Fonte, (b) Corrente da Fonte, (c) Corrente da Carga, (d) Tensão do Capacitor, (e) Tensão do Filtro Ativo, (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i)

A Figura 6.12 mostra a atuação do algoritmo durante o transitório de entrada do controle.

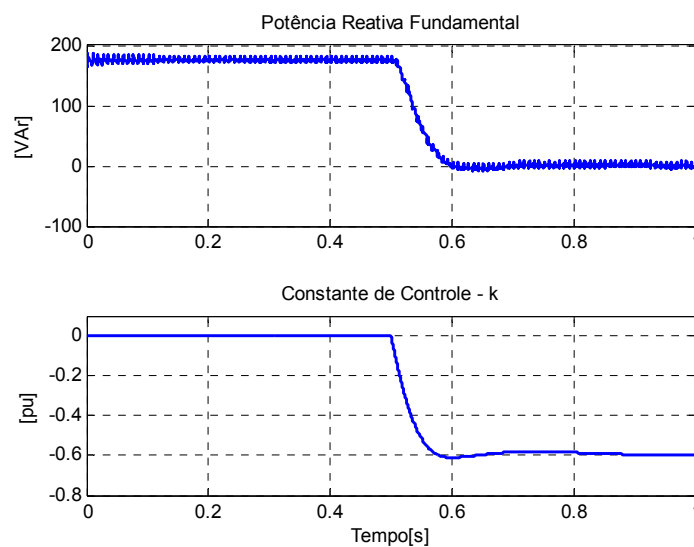


Figura 6.12 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$

6.2 – Simulações: Sistema Trifásico Equilibrado

Para observar o comportamento do Filtro Adaptativo Sintonizado em sua configuração trifásica, simulou-se um sistema trifásico, mostrado no Apêndice A com as seguintes características:

- Fonte de Alimentação Trifásica Equilibrada e de sequência positiva: 127[V] fundamental, 5% de 5º harmônico e ruído aleatório;
- Ponte Tiristorizada Trifásica com carga RL: $R=25[\Omega]$, $L=75[\text{mH}]$.

E ainda, o Compensador Híbrido é inserido no ponto de acoplamento comum de cada fase, ligado em estrela aterrada. O Compensador Híbrido de cada fase possui as seguintes características:

- Banco de Capacitores de 60 [μF];
- Conversor de Frequência, com tensão no link DC fixada em 440[V];
- Transformador : relação de transformação 4:1 440/110[V]
 $S_N=1$ [KVA], $R = 1,089[\Omega]$ e $L = 12[\text{mH}]$;

6.2.1 – Obtenção dos Sinais de Referência para o Controle

Para a extração do conteúdo harmônico da tensão e da corrente, utilizou-se o Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência referenciado na tensão da fase A.

Tanto para a tensão como para a corrente são utilizados dois subfiltros, com os seguintes parâmetros:

- Tensão \rightarrow frequência fundamental e 5º harmônico: $\zeta_v = 1,2$ e $\gamma_v=18$;
- Corrente \rightarrow frequência fundamental e 5º harmônico: $\zeta_{i1} = 0,6$ e $\zeta_{i5} = 0,3$.

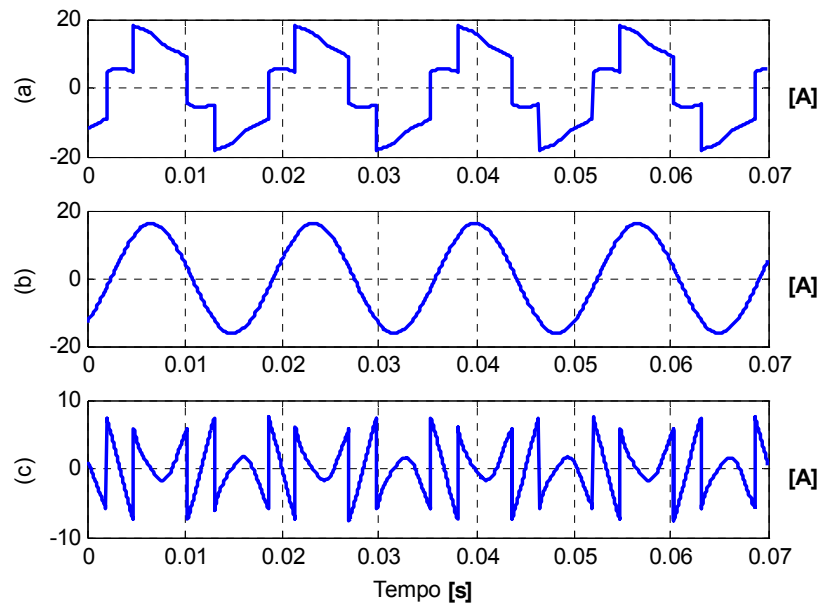


Figura 6.13 - Extração Conteúdo Harmônico da Corrente da Fase A com Filtro Adaptativo Sintonizado

(a) Corrente da Fonte, (b) Corrente Fundamental (c) Corrente Harmônica

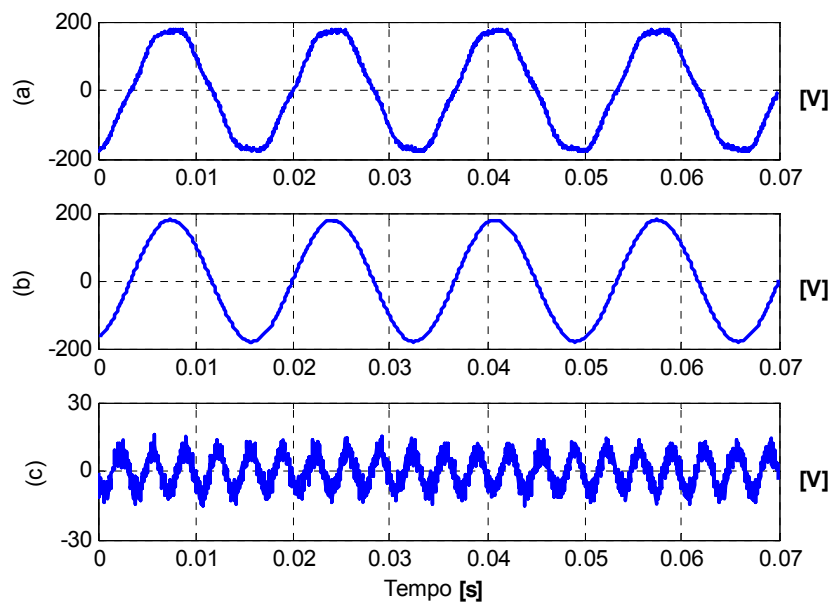


Figura 6.14 - Extração Conteúdo Harmônico da Tensão da Fase A com Filtro Adaptativo Sintonizado

(a) Tensão da Fonte, (b) Tensão Fundamental (c) Tensão Harmônica

O Filtro Adaptativo Sintonizado mais uma vez teve sua eficiência comprovada na extração da componente fundamental como exibe o espectro de frequência dos sinais de tensão e corrente antes e depois da filtragem, mostrado na Figura 6.15.

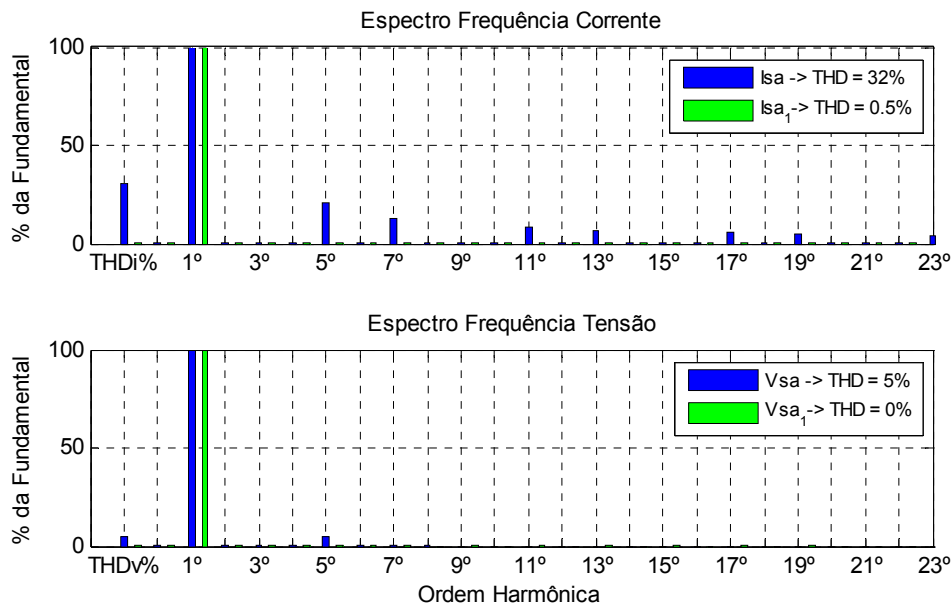


Figura 6.15 - Espectro Harmônico da Tensão e da Corrente na Fase A Antes e Depois da Isolação Harmônica

A estratégia de controle proposta para sistemas trifásicos equilibrados é muito semelhante a estratégia exibida para sistema monofásicos, como mostra o diagrama da Figura 5.3. Portanto, os parâmetros do controlador PI são os mesmos.

Apenas a última etapa, da obtenção da tensão de referência trifásica é feita de maneira diferente. A obtenção da referência trifásica será exibida nos resultados a seguir para as duas regiões de operação.

6.2.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação

Sistemas trifásicos equilibrados podem ser vistos como três sistemas monofásicos com amplitudes iguais, porém defasados de 120° . Desta forma, o sistema de controle avalia as condições de uma fase e replica seu resultado nas outras.

Assim, o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é ajustado para $\alpha=5^\circ$, de maneira que a potência reativa capacitiva nominal fornecida pelo compensador seja maior do que a necessidade de potência consumida pela carga. A Figura 6.16 mostra o compensador na região nominal, ou seja, sem atuação do controle.

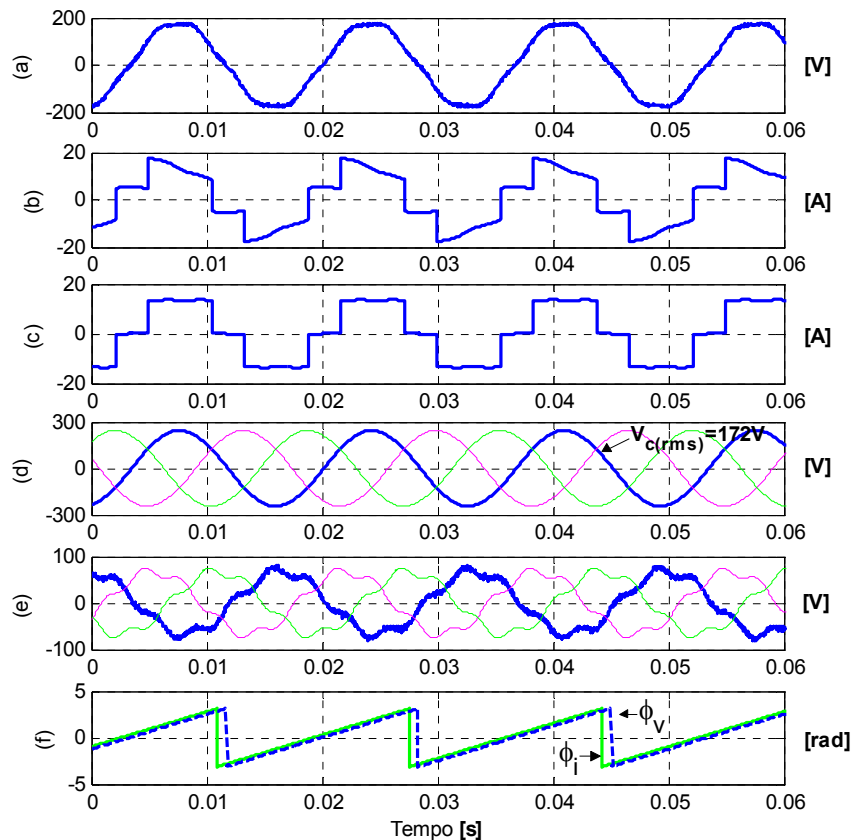


Figura 6.16 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$

(a) Tensão da Fonte A, (b) Corrente da Fonte A, (c) Corrente da Carga A, (d) Tensão do Capacitor Trifásica, (e) Tensão do Filtro Ativo Trifásica, (f) Ângulo de Fase da Tensão A (ϕ_v) e da Corrente A (ϕ_i)

Para diminuir a potência reativa entregue pelo compensador, o filtro ativo deve impor uma tensão em fase com a do capacitor reduzindo a potência reativa capacitiva total entregue. A Figura 6.17, mostra o sistema em regime permanente após a atuação do controle, com o Compensador Híbrido na Região de Subcompensação.

É importante ressaltar que o controle é baseado na fase A e assume que as outras fases estão equilibradas. A Figura 6.18 mostra detalhadamente obtenção das tensões de referência trifásicas a partir da tensão de referência do capacitor da fase A.

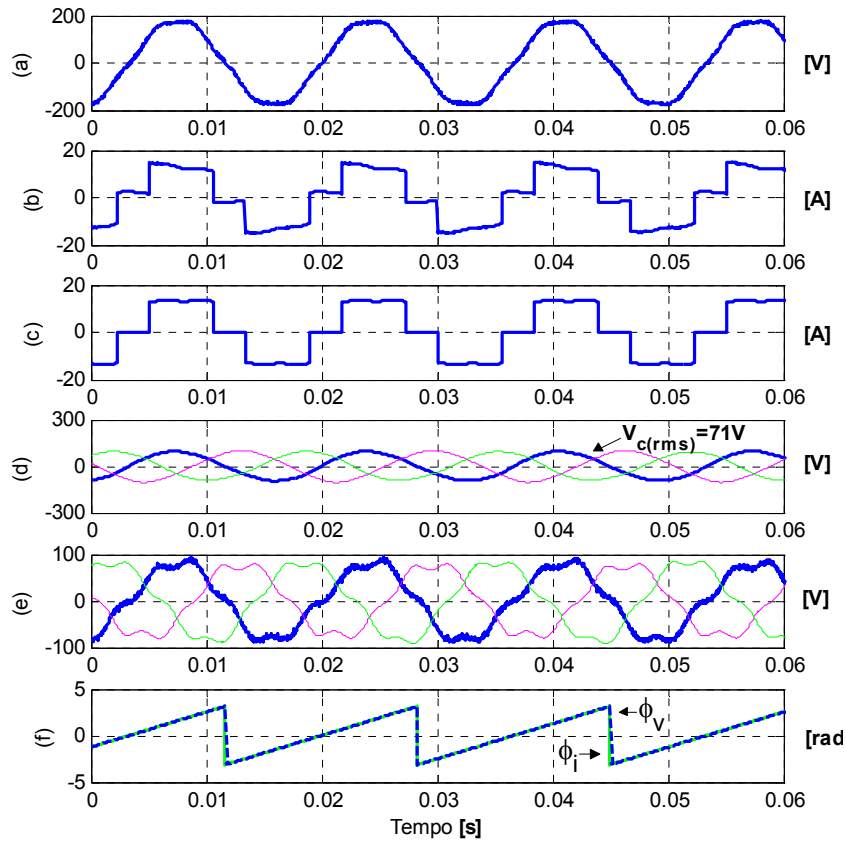


Figura 6.17 - Compensador Híbrido na Região de Subcompensação para $\alpha = 5^\circ$

- (a) Tensão da Fonte A, (b) Corrente da Fonte A, (c) Corrente da Carga A, (d) Tensão do Capacitor Trifásica, (e) Tensão do Filtro Ativo Trifásica, (f) Ângulo de Fase da Tensão A (ϕ_v) e da Corrente A (ϕ_i)

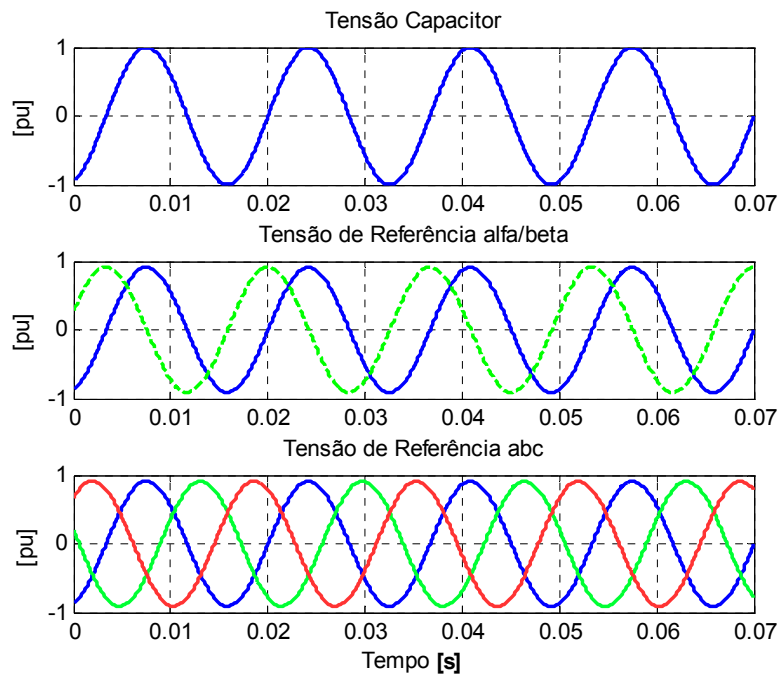


Figura 6.18 -Obtenção do Sinal de Referência Trifásico para $\alpha = 5^\circ$

A obtenção da tensão de controle trifásica é feita a partir de variáveis fornecidas pelo Filtro Adaptativo Sintonizado e pela Transformada Inversa de Clarke. O Filtro Adaptativo fornece as componentes ortogonais que são multiplicadas pela constante de controle (k), resultando em duas tensões de controle ortogonais. Por fim, essa tensão é levada para o sistema de coordenadas abc através da Transformada Inversa de Clarke.

A Figura 6.19 mostra a potência reativa e a constante de controle durante o transitório de entrada do algoritmo de controle.

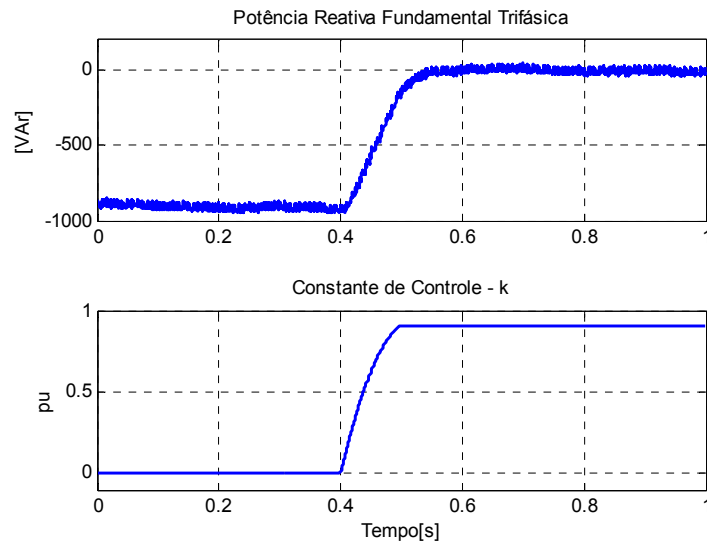


Figura 6.19 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$ para Sistema Trifásico Equilibrado

6.2.3 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação

Neste caso, o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é ajustado para $\alpha = 45^\circ$, onde a potência reativa capacitiva fornecida pelo compensador é maior do que a potência reativa consumida pela carga. A Figura 6.20 mostra que o sistema, apenas com o Compensador Híbrido em condições nominais, apresenta corrente indutiva.

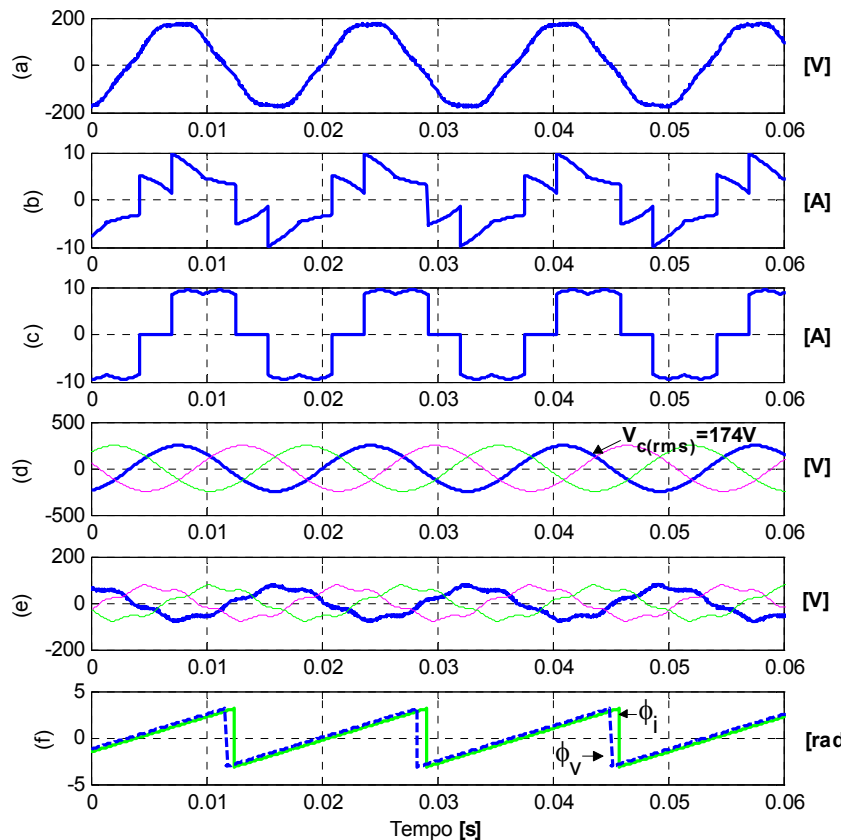


Figura 6.20 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 45^\circ$

- (a) Tensão da Fonte A, (b) Corrente da Fonte A, (c) Corrente da Carga A, (d) Tensão do Capacitor Trifásica, (e) Tensão do Filtro Ativo Trifásica, (f) Ângulo de Fase da Tensão A (ϕ_V) e da Corrente A (ϕ_I)

A Figura 6.21, mostra o filtro ativo impondo uma tensão com fase oposta à tensão do capacitor, o que resulta no aumento da quantidade de potência reativa fornecida pelo Compensador Híbrido. Esta situação coloca o sistema em condições ideais de funcionamento.

A Figura 6.22 mostra a obtenção das tensões de referência trifásicas a partir da tensão de referência do capacitor da fase A, com o compensador na região de sobrecompensação. É importante observar, que a tensão de referência possui fase oposta a tensão do capacitor.

A Figura 6.23 mostra a variação da potência reativa do sistema durante o transitório de entrada do algoritmo de controle.

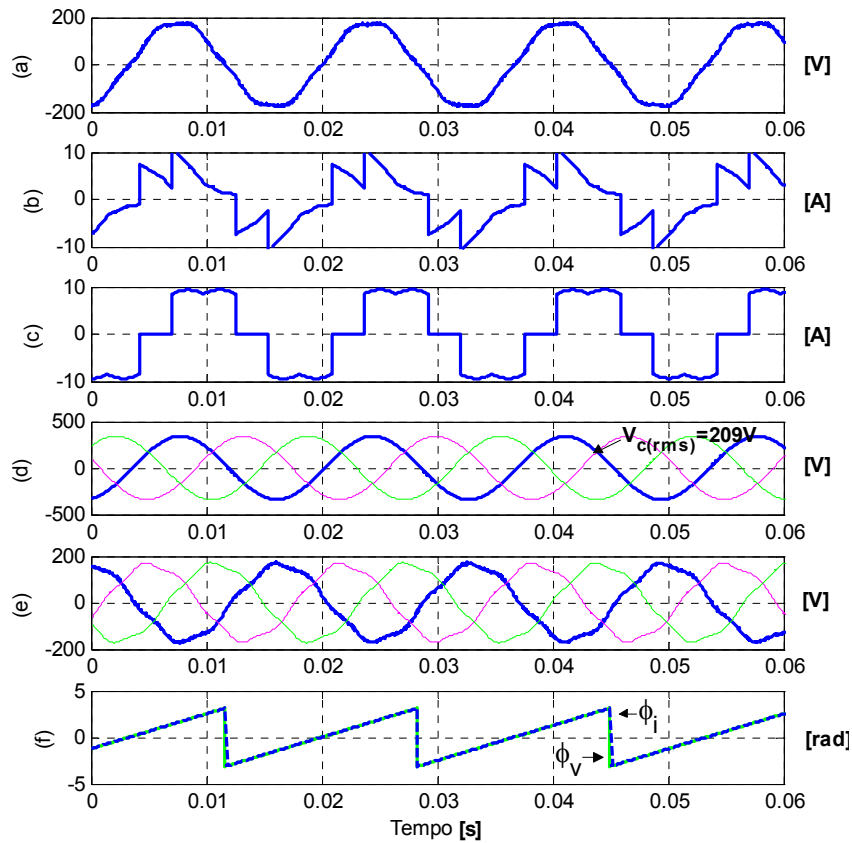


Figura 6.21 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$

- (a) Tensão da Fonte A, (b) Corrente da Fonte A, (c) Corrente da Carga A, (d) Tensão do Capacitor Trifásica, (e) Tensão do Filtro Ativo Trifásica, (f) Ângulo de Fase da Tensão A (ϕ_v) e da Corrente A (ϕ_i)

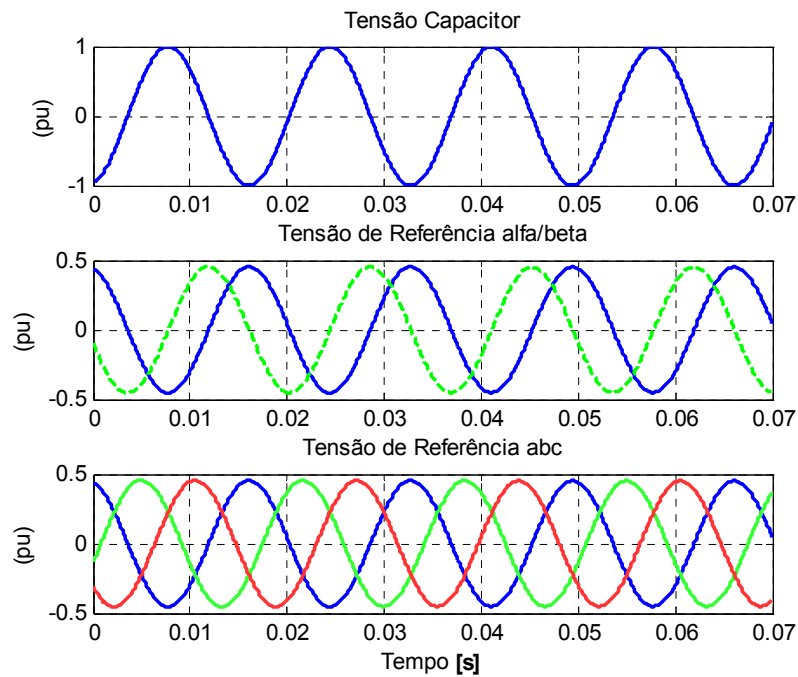


Figura 6.22 -Obtenção do Sinal de Referência Trifásico para $\alpha = 45^\circ$

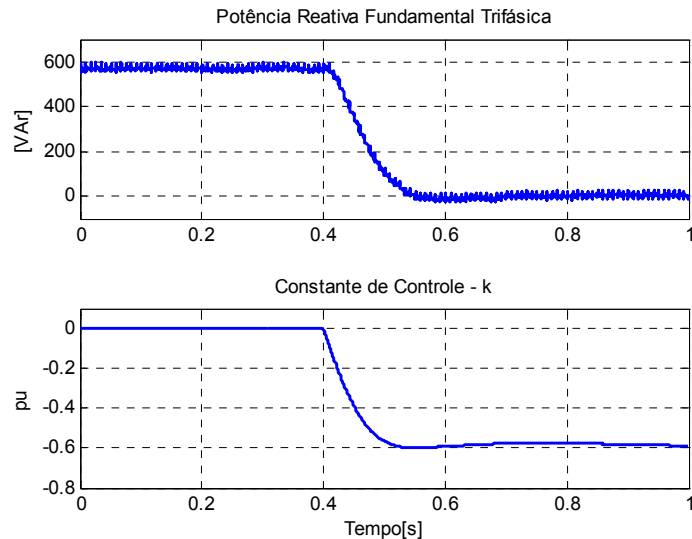


Figura 6.23 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$ para Sistema Trifásico Equilibrado

6.3 – Simulações: Sistema Trifásico Desequilibrado

O comportamento da estratégia de controle para sistemas desequilibrados é analisado a partir de simulações de um sistema trifásico com as seguintes características:

- Fonte de Alimentação Trifásica Equilibrada e de sequência positiva: 127[V] fundamental, 5% de 5º harmônico e ruído aleatório;
- Ponte Tiristorizada Trifásica com carga RL: $R=25[\Omega]$, $L=75[\text{mH}]$;
- Carga Trifásica Resistiva Desequilibrada ligada em estrela isolada: $R_a=40[\Omega]$, $R_b=25[\Omega]$, $R_c=15[\Omega]$.

E ainda, com Compensador Híbrido inserido no ponto de acoplamento comum de cada fase, ligado em estrela aterrada. O Compensador Híbrido de cada fase possui as seguintes características:

- Banco de Capacitores de $60[\mu\text{F}]$;
- Conversor de Frequência, com tensão no link DC fixada em 440[V];
- Transformador : relação de transformação 4:1 440/110[V]
 $S_N=1[\text{KVA}]$, $R = 1,089[\Omega]$ e $L = 12[\text{mH}]$;

6.3.1 – Extração da Componente de Sequência Positiva

Para sistemas trifásicos desequilibrados o Compensador Híbrido atua na potência reativa de sequência positiva do sistema. Neste caso, para a implementação do algoritmo de controle são necessárias as leituras das tensões e das correntes das três fases.

Esta estratégia de controle tem como base a extração das componentes de sequência positiva do sistema. Para isso, uma técnica para a obtenção destas componentes usando Filtros Adaptativos Sintonizados como mostrado no Capítulo 5.

A Figura 6.24 mostra as etapas para obtenção da componente de sequência positiva da corrente utilizando esta técnica.

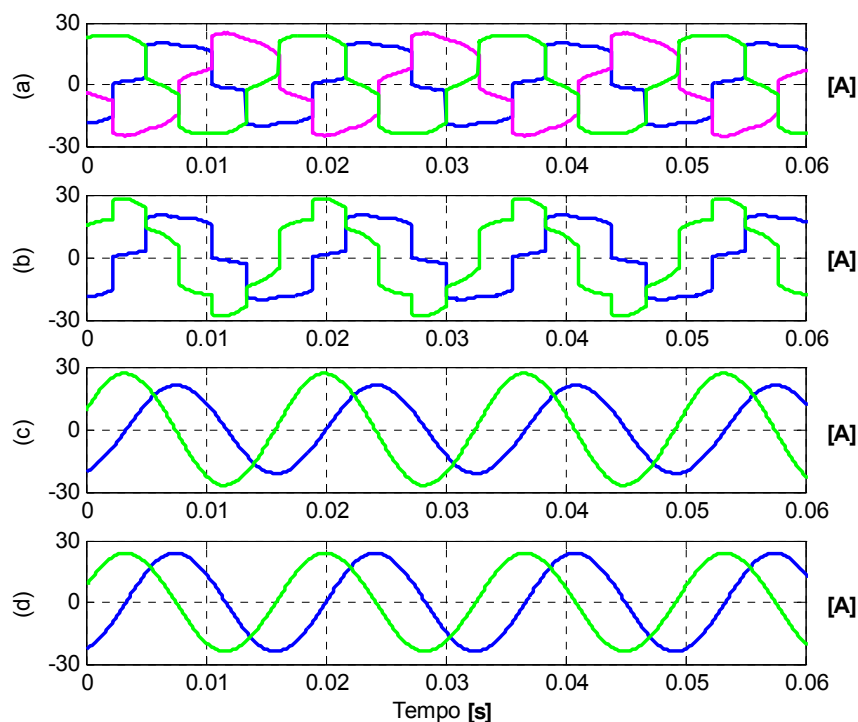


Figura 6.24 - Extração da Componente de Sequência Positiva

(a) Corrente da Fonte abc , (b) Corrente da Fonte $\alpha\beta$, (c) Corrente Fundamental da Fonte $\alpha\beta$, (d) Corrente Fundamental de Sequência Positiva da Fonte $\alpha\beta$

Assim, é possível comprovar através da simulação que a técnica proposta é capaz de extrair a componente de sequência positiva de um sinal trifásico desequilibrado, através de manipulações matemáticas dos sinais fornecidos pelo Filtro Adaptativo Sintonizado.

Uma vez obtida a componente de sequência positiva do sinal, a estratégia de controle para sistemas desequilibrados é feita de maneira semelhante àquela descrita para sistemas trifásicos equilibrados. A única diferença é que nestas simulações a tensão de referência utilizada foi a tensão da fonte, por motivos já explicados no Capítulo 5.

6.3.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação

Quando o Compensador Híbrido está fornecendo uma potência reativa capacitiva maior do que a requerida pelo sistema, então, o filtro ativo impõe uma tensão em fase com a tensão da fonte, reduzindo a tensão nos terminais do capacitor e conseqüentemente reduzindo a potência reativa fornecida pelo mesmo.

A Figura 6.25 mostra o sistema em regime permanente e o Compensador Híbrido na região nominal, ou seja, sem a atuação do controle. É possível observar que a corrente possui característica capacitiva.

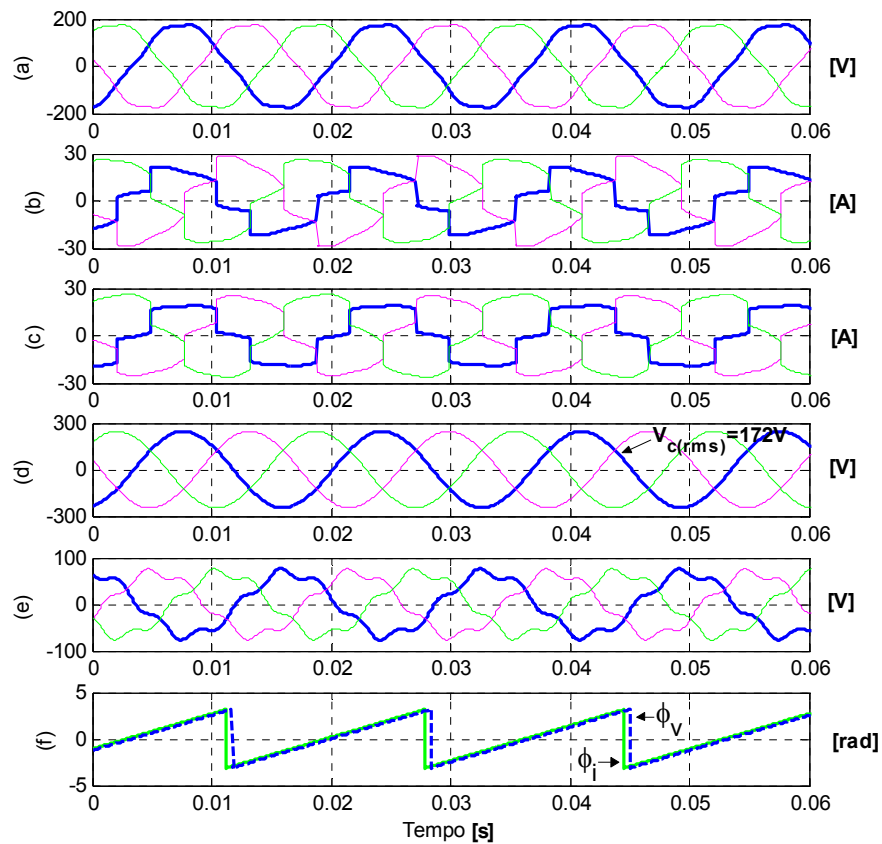


Figura 6.25 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 5^\circ$

- (a) Tensão da Fonte 3ϕ , (b) Corrente da Fonte 3ϕ , (c) Corrente da Carga 3ϕ , (d) Tensão do Capacitor 3ϕ ,
 (e) Tensão Filtro Ativo 3ϕ , (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i) de Sequência Positiva

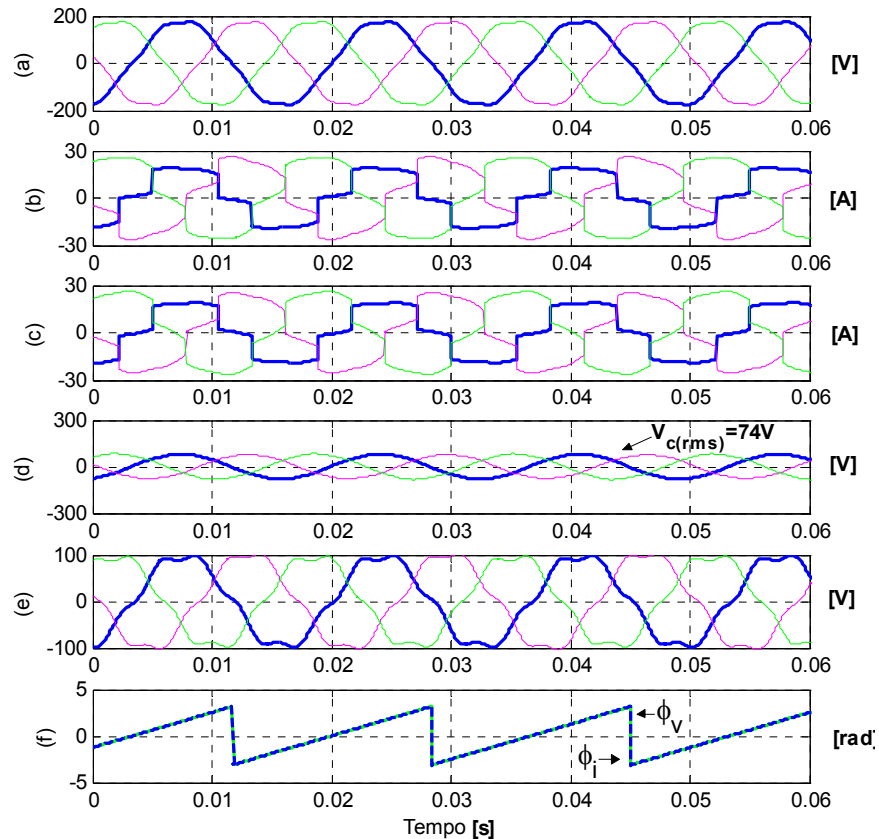


Figura 6.26 - Compensador Híbrido na Região de Subcompensação para $\alpha = 5^\circ$

- (a) Tensão da Fonte 3ϕ , (b) Corrente da Fonte 3ϕ , (c) Corrente da Carga 3ϕ , (d) Tensão do Capacitor 3ϕ , (e) Tensão Filtro Ativo 3ϕ , (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i) de Sequência Positiva

A Figura 6.26 mostra o sistema após a atuação do controle, com o Compensador Híbrido na região de subcompensação, corrigindo a quantidade de potência reativa entregue pelo capacitor. Neste caso, o filtro ativo impõe uma tensão em fase com a tensão da fonte.

O transitório de compensação de potência reativa, com e sem a atuação do algoritmo de controle, é mostrado a seguir. Observe que o Compensador Híbrido está atuando apenas no controle da potência reativa de sequência positiva, e não compensa o desequilíbrio. Assim, apenas o ângulo de fase entre tensão e corrente de sequência positiva é ajustado.

Para comprovar que a extração da componente de sequência positiva foi feita de maneira correta, utilizou-se um bloco específico do *Matlab/Simulink* que calcula a potência ativa e reativa fundamental de sequência positiva. A Figura 6.27 mostra uma referência de potência reativa fundamental de sequência positiva (preto), validando este cálculo pela estratégia proposta.

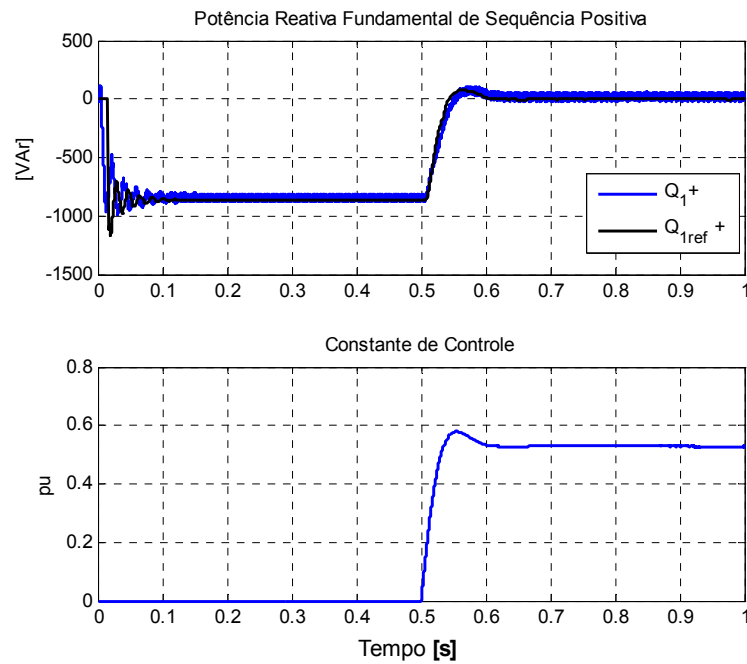


Figura 6.27 - Transitório de Compensação para $\alpha = 5^\circ$ para Sistema Trifásico Desequilibrado

6.3.3 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação

Neste caso, o ângulo de disparo foi ajustado para que a carga consuma uma potência reativa maior do que a fornecida pelo Compensador Híbrido na região nominal, então o algoritmo de controle atuará na região de sobrecompensação.

Nesta região, a tensão imposta pelo filtro ativo possui fase oposta a tensão da rede, aumentando a tensão nos terminais do capacitor e consequentemente aumentando a potência reativa fornecida pelo mesmo.

A Figura 6.28 mostra o sistema com o Compensador Híbrido em condições nominais de operação. E a Figura 6.29 mostra o Compensador Híbrido atuando na região de sobrecompensação.

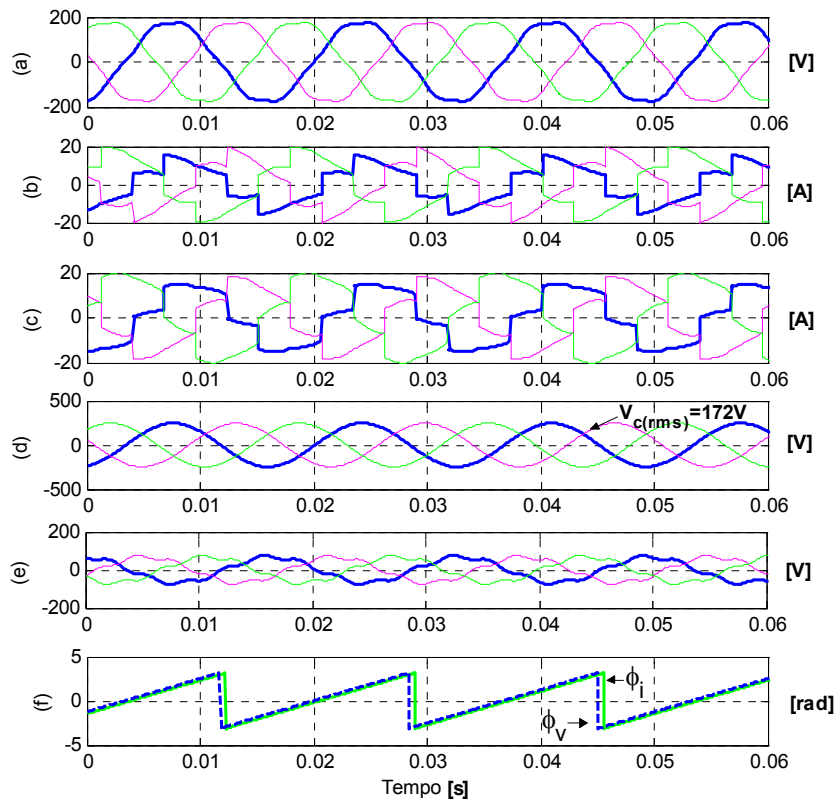


Figura 6.28 - Compensador Híbrido na Região Nominal para $\alpha = 45^\circ$

- (a) Tensão da Fonte 3ϕ , (b) Corrente da Fonte 3ϕ , (c) Corrente da Carga 3ϕ , (d) Tensão do Capacitor 3ϕ ,
 (e) Tensão Filtro Ativo 3ϕ , (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i) de Sequência Positiva

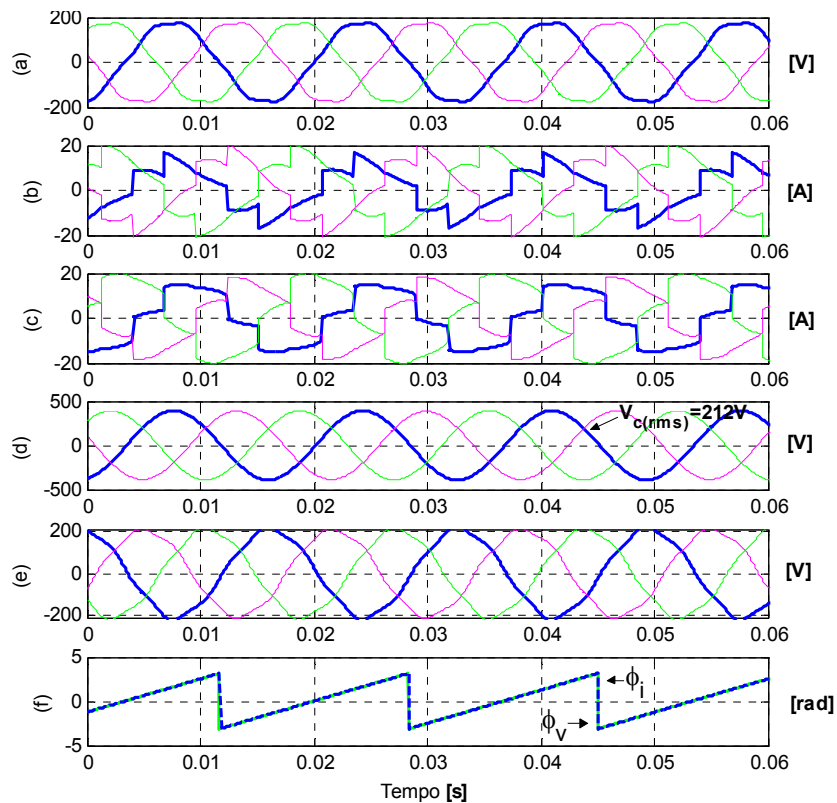


Figura 6.29 - Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação para $\alpha = 45^\circ$

- (a) Tensão da Fonte 3ϕ , (b) Corrente da Fonte 3ϕ , (c) Corrente da Carga 3ϕ , (d) Tensão do Capacitor 3ϕ ,
 (e) Tensão Filtro Ativo 3ϕ , (f) Ângulo de Fase da Tensão (ϕ_v) e da Corrente (ϕ_i) de Sequência Positiva

Por fim, a Figura 6.30 mostra o transitório de compensação da potência reativa fundamental de sequência positiva para a região de sobrecompensação.

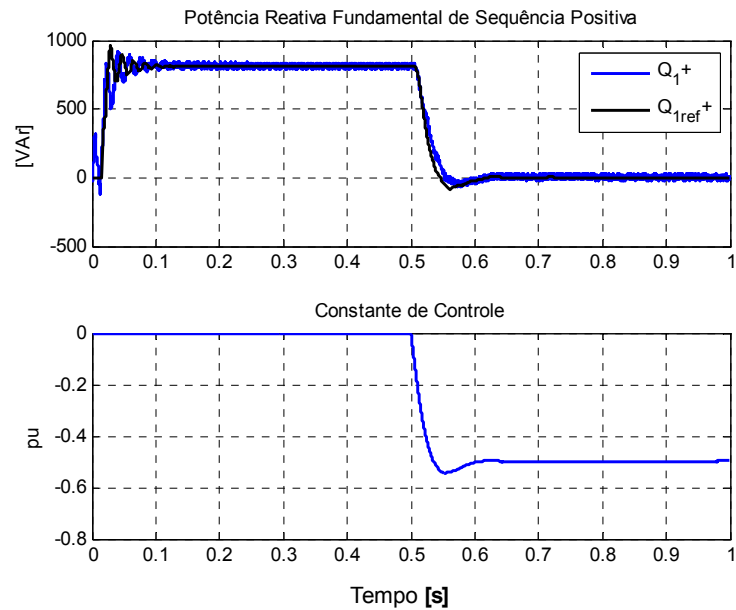


Figura 6.30 - Transitório de Compensação para $\alpha = 45^\circ$ para Sistema Trifásico Desequilibrado

Observando todos os resultados de simulação, é possível comprovar a eficácia das estratégias de controle propostas para os três tipos de sistemas, monofásicos e trifásicos equilibrados e desequilibrados.

O algoritmo de controle proposto para sistemas trifásicos equilibrados, também é implementado em um protótipo real e os resultados são mostrados no Capítulo seguinte.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 - Visão geral do Protótipo

Para obtenção dos resultados práticos, a estratégia de controle proposta é aplicada ao protótipo do Compensador Híbrido mostrado na Figura 7.1. O protótipo encontra-se em sua estrutura trifásica ligado em estrela aterrada. Este é composto basicamente por: Inversores de Frequência do tipo ponte H, um Processador Digital de Sinais (DSP), circuito de condicionamento e sensores para leitura dos sinais de controle, transformadores de acoplamento e banco de capacitores.



Figura 7.1 - Visão Geral do Protótipo do Compensador Híbrido de Reativo

Os três transformadores de acoplamento possuem o seu lado de alta ligado aos conversores de frequência e o seu lado de baixa acoplado em série com o banco de capacitores. Estes transformadores possuem relação de transformação de 4:1, 440/110V e potência nominal de 1kVA. O bancos de capacitores possuem uma capacitância de $60\mu\text{F}/440\text{V}$. Esse conjunto é mostrado na Figura 7.2.

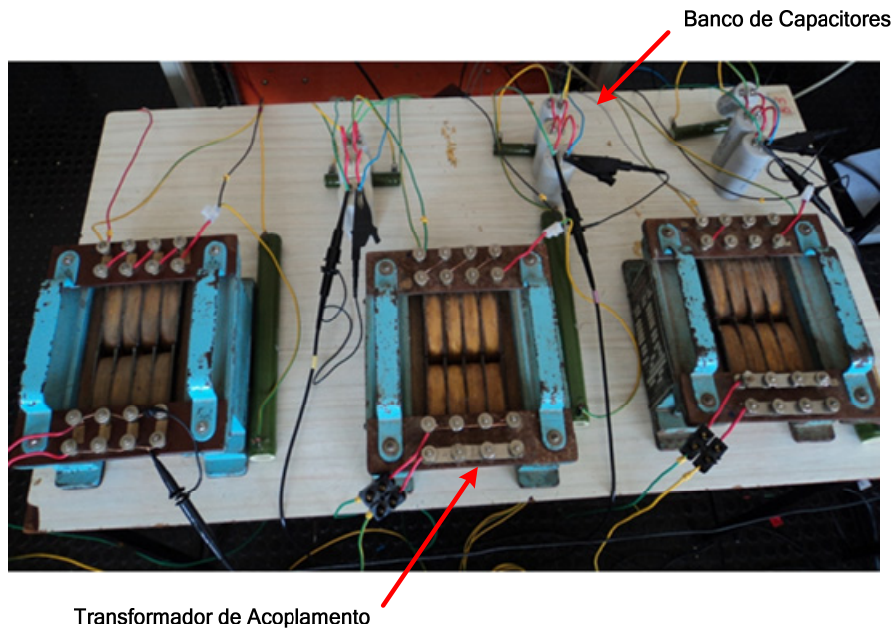


Figura 7.2 - Visão Detalhada dos Transformadores de Acoplamento e dos Bancos de Capacitores

O inversor de frequência utilizado para implementação do filtro ativo, é do tipo fonte de tensão (VSI), monofásico em ponte H completa. Possui potência nominal de 75kVA e é comercializado pelo fabricante SEMIKRON. Seu link DC é composto por dois capacitores eletrolíticos em série, totalizando de $2350\mu\text{F}$ e tensão nominal de 900V_{dc} .

O módulo completo, além da ponte H de IGBTs, é composto por um retificador trifásico não controlado, um banco de capacitores DC e os drivers SKHI22A para acionamento dos IGBTs. A estrutura trifásica é composta por três módulos monofásicos como mostra a Figura 7.3.

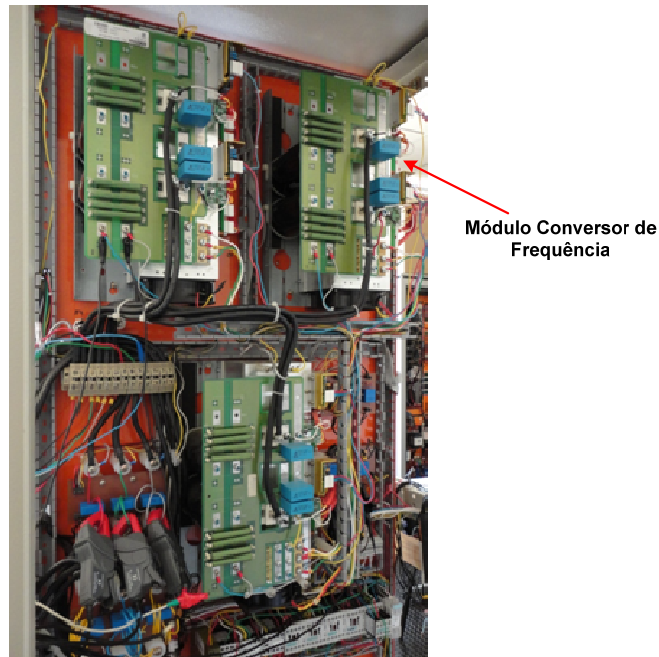


Figura 7.3 - Módulos Conversores de Frequência

A Figura 7.4 mostra os circuitos de aquisição e processamento de dados, composto por um circuito de condicionamento, um circuito de drivers e um Processador Digital de Sinais (DSP). A placa de condicionamento de sinais compatibiliza os sinais de leitura dos sensores para entrada no DSP, e a placa de drivers compatibiliza os sinais de comando (saída) do DSP com os níveis de tensão dos drivers do SKHI22A.

Todo o algoritmo de controle do protótipo do Compensador Híbrido é implementado no DSP TMS320F2812. Esse DSP é programável em C, possui aritmética de ponto fixo e é configurado para trabalhar com frequência de amostragem de 40 kHz.

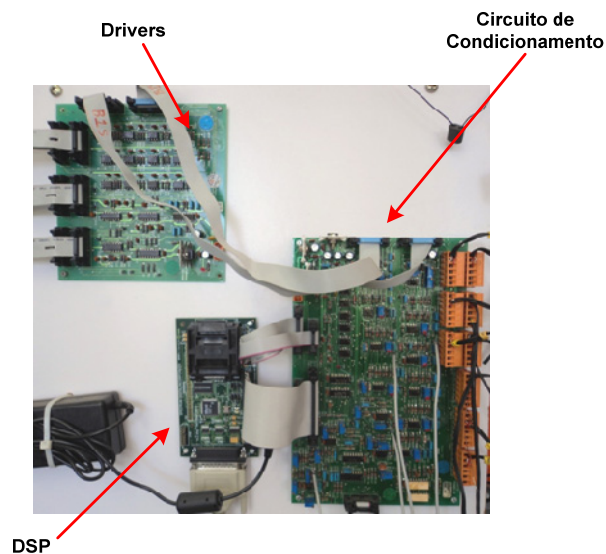


Figura 7.4 - Módulos de Aquisição e Processamento de Dados

Para a análise do funcionamento do algoritmo proposto, utilizou-se uma ponte tiristorizada trifásica, com carga RL. A carga é composta por um indutor variável de 74[mH], e dois resistores variáveis de 20[Ω] ligados em série. E ainda utilizou-se um módulo próprio para controle do ângulo de disparo da ponte, como mostra a Figura 7.5.

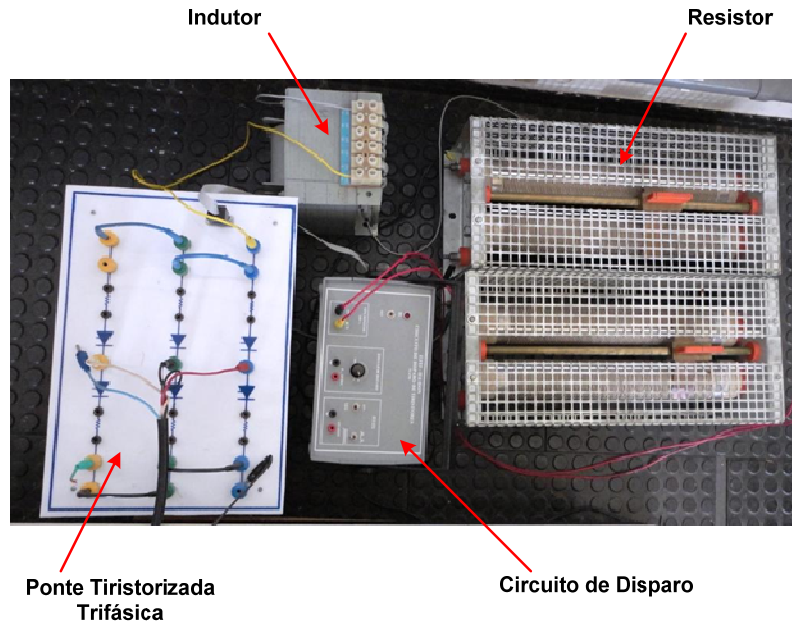


Figura 7.5 - Ponte Tiristorizada Trifásica com Carga RL

7.2 - Carga do Link DC

A técnica utilizada para carga do link DC do filtro ativo será descrita brevemente, uma vez que esta metodologia já foi proposta na literatura [46] e não é foco principal deste trabalho.

Assim, de maneira bem simplificada, a carga do link DC é feita através da imposição de uma tensão em fase com a corrente que passa no ramo do Compensador Híbrido. A combinação entre esta tensão imposta pelo filtro ativo e a corrente em fase com a mesma, garante a demanda de uma "potência ativa" para carregar o link DC do filtro ativo.

A referência para a tensão a ser imposta pelo filtro ativo é fornecida por um *PLL* que está sincronizado com a tensão do capacitor. Este *PLL* disponibiliza uma componente em fase com a tensão do capacitor e uma componente ortogonal. Esta componente ortogonal, por sua vez, possui a mesma fase que a corrente que passa no Compensador Híbrido, já que a corrente em um elemento capacitivo é 90° adiantada de sua tensão, ou seja, são ortogonais [10].

Assim, uma vez que a referência de fase da tensão de carga do link DC é dada pelo *PLL*, um controlador PI é utilizado para determinar a sua amplitude, e manter a tensão no link DC constante em um valor de referência. Neste protótipo, utiliza-se a tensão de referência do link DC em 440V.

O digrama fasorial da carga do link DC é mostrado na Figura 7.6 a seguir:

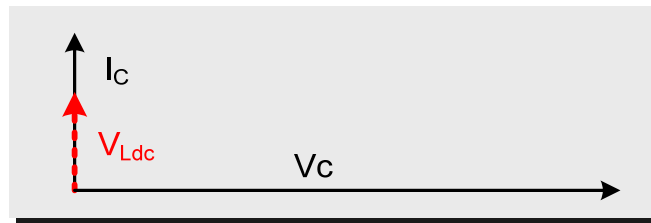


Figura 7.6 - Diagrama Fasorial Carga Link DC

A estrutura completa da carga do link DC, bem como a implementação do *PLL* se encontram detalhadas nas referências [10],[46].

Assim, é possível observar que a carga do link DC do filtro ativo é feita através da imposição de uma tensão de controle na frequência fundamental. Desta maneira, se alguma outra tensão for imposta na frequência fundamental, ela pode influenciar na carga do link DC. Por este motivo, a estratégia de controle da potência reativa neste compensador é feita utilizando como referência a tensão do capacitor e não a tensão da fonte.

Quando o algoritmo de controle da potência reativa aplica uma tensão em fase com a do capacitor, é possível garantir que esta não irá influenciar no controle da carga do link DC. Isso ocorre porque estas duas tensões de controle são ortogonais entre si, como mostra o diagrama fasorial da Figura 7.7. Qualquer outra tensão com ângulo de fase diferente, influenciaria na carga do link DC.

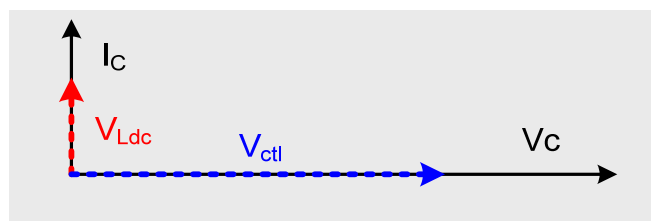


Figura 7.7 - Diagrama Fasorial Carga Link DC e Controle Potência Reativa

Este fato justifica a escolha da tensão do capacitor como a tensão de referência para controle da potência reativa, descrita no Capítulo 2. Então, com o uso desta configuração é possível garantir o desacoplamento entre o controle do link DC e o controle de potência reativa.

7.3 - Resultados Experimentais: Filtro Adaptativo Sintonizado

Para avaliação do funcionamento do Filtro Adaptativo Sintonizado na extração da componente fundamental da tensão e da corrente utilizou-se o software *Code Composer Studio*[®], como mostram a Figura 7.8 e a Figura 7.9.

Neste caso são utilizados dois subfiltros para a tensão, um para a frequência fundamental e outro para o 5º harmônico. Os parâmetros do Filtro Adaptativo Sintonizado utilizados foram: $\zeta_v=0,6$ e $\gamma_v=18$. O resultado é mostrado na Figura 7.1.

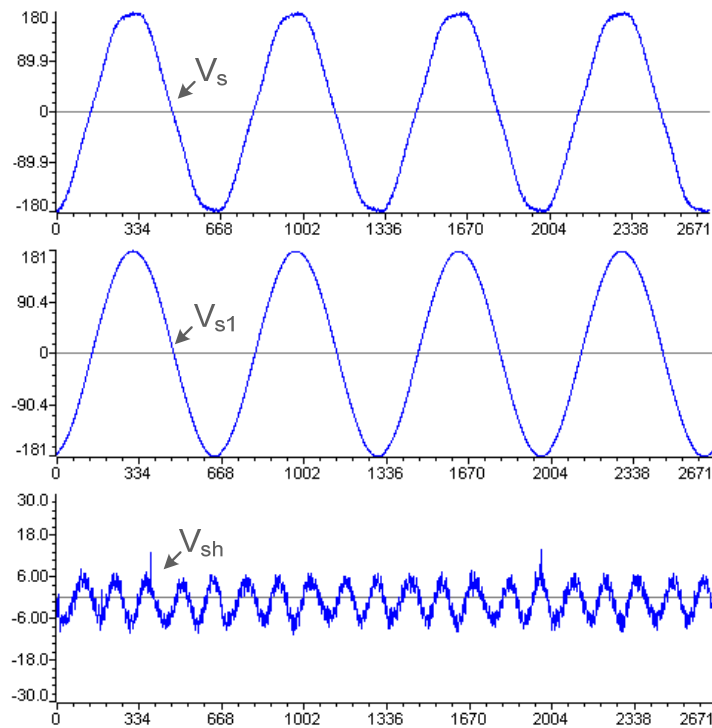


Figura 7.8 - Extração da Componente Fundamental da Tensão pelo Filtro Adaptativo Sintonizado

Para a corrente também são utilizados subfiltros para a frequência fundamental e para o 5º harmônico. O estimador de frequência utilizado para a corrente é o mesmo da tensão e o fator de amortecimento utilizado foi $\zeta_i = 0,3$. A Figura 7.8 exibe os resultados.

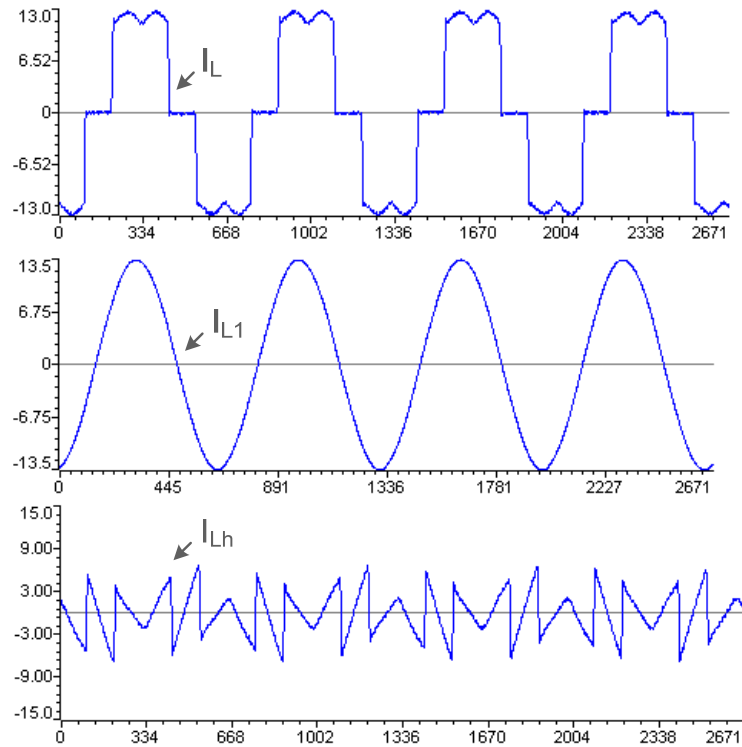


Figura 7.9 - Extração da Componente Fundamental da Corrente pelo Filtro Adaptativo Sintonizado

As componentes fundamentais da tensão e da corrente fornecidas pelo Filtro Adaptativo Sintonizado são utilizadas no cálculo da potência reativa fundamental trifásica. O cálculo desta potência é fundamental para o controle da potência reativa do sistema, que será mostrado a seguir.

7.4 - Resultados Experimentais: Controle de Potência de Reativa

A estratégia de controle descrita no Capítulo 5, para sistemas trifásicos equilibrados é implementada utilizando o Processador Digital de Sinais TMS320F2812, que fornece os sinais de controle para o Compensador Híbrido atuando na compensação da potência reativa. Os parâmetros do Filtro Adaptativo Sintonizado são descritos no item 7.3, e o ganho do controlador PI é o mesmo da simulação ($k_p=0$ e $k_i=0,1$).

É importante ressaltar que, na prática o controle da potência reativa, além de ser mais lento que o tempo de adaptação do Filtro Adaptativo Sintonizado, também deve ser mais lento que o controle do link DC. Sendo assim, a dinâmica do controle de potência reativa está diretamente relacionada ao controle do link DC, uma vez que a estratégia de controle proposta assume que a tensão no link DC é constante.

A seguir são exibidos os resultados práticos com o Compensador Híbrido atuando em suas três regiões de operação: região nominal, região de sobrecompensação e região de subcompensação.

É importante observar que, quando o Compensador Híbrido atua na região nominal, seu comportamento se assemelha ao de um banco de capacitores fixo, a menos das perdas no transformador e de chaveamento (tensão imposta para carga do link DC).

A fim de demonstrar o Compensador Híbrido atuando nas regiões de sobre e subcompensação, o resistor de carga da ponte tiristorizada é ajustado para aproximadamente 25[Ω]. Desta forma, essas duas regiões podem ser obtidas variando o ângulo de disparo (α) da ponte tiristorizada.

7.4.1 - Controle de Potência Reativa: Região de Sobrecompensação

Neste caso, o ângulo de disparo da ponte tiristorizada foi ajustado para aproximadamente $\alpha=60^\circ$, com o propósito de mostrar o funcionamento do Compensador Híbrido na região de sobrecompensação. A Figura 7.10 mostra as condições iniciais do sistema apenas com a carga ligada.

Potência e Energia				
FUND	0:03:40			
	L1	L2	L3	Total
kW	0.623	0.613	0.607	1.843
kVA	0.804	0.787	0.776	2.367
kVAR	0.509	0.494	0.483	1.486
PF	0.73	0.73	0.74	0.73
Cos ϕ	0.77	0.78	0.78	
A rms	6.71	6.55	6.52	
	L1	L2	L3	
V rms	125.61	126.44	125.32	
25/02/12 08:32:19		127V 60Hz 3Ø WYE		EM50160
VOLTAGE	ENERGY		TREND	HOLD RUN

Figura 7.10 - Condições Iniciais do Sistema: Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$

Em seguida, o Compensador Híbrido é inserido no sistema, porém nenhuma tensão de controle é imposta, apenas o link DC é carregado como mostra a Figura 7.11.

Potência e Energia				
FUND	0:32:10			
	L1	L2	L3	Total
kW	0.679	0.663	0.665	2.007
kVA	0.686	0.667	0.668	2.022
kVAR	0.102	0.078	0.069	0.249
PF	0.93	0.92	0.93	0.92
Cosφ	0.99	0.99	0.99	
A rms	5.87	5.68	5.71	
	L1	L2	L3	
V rms	124.02	125.30	124.65	
24/02/12 17:31:42 127V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
VOLTAGE		ENERGY	TREND	HOLD RUN

Figura 7.11 – Região de Nominal: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$

É possível observar que o Compensador Híbrido, sem nenhum controle é capaz de compensar uma grande parcela da potência reativa requerida pelo sistema. Porém, o banco de capacitores que este representa não fornece a potência reativa total necessária para suprir as necessidades da carga.

Nesta situação, a estratégia de controle atua na região de sobrecompensação, com o objetivo de aumentar a potência reativa capacitiva fornecida pelo Compensador Híbrido, como mostra a Figura 7.12.

Potência e Energia				
FUND	0:31:44			
	L1	L2	L3	Total
kW	0.682	0.663	0.662	2.008
kVA	0.683	0.663	0.662	2.009
kVAR	0.020	0.004	0.013	0.003
PF	0.93	0.93	0.93	0.93
Cosφ	1.00	1.00	1.00	
A rms	5.87	5.67	5.68	
	L1	L2	L3	
V rms	123.73	124.95	124.32	
24/02/12 17:31:16 127V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
VOLTAGE		ENERGY	TREND	HOLD RUN

Figura 7.12 - Região de Sobrecompensação: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=60^\circ$

Já a Figura 7.13 mostra as formas de onda das principais variáveis do sistema, com o Compensador Híbrido atuando nas regiões nominais e de sobrecompensação.

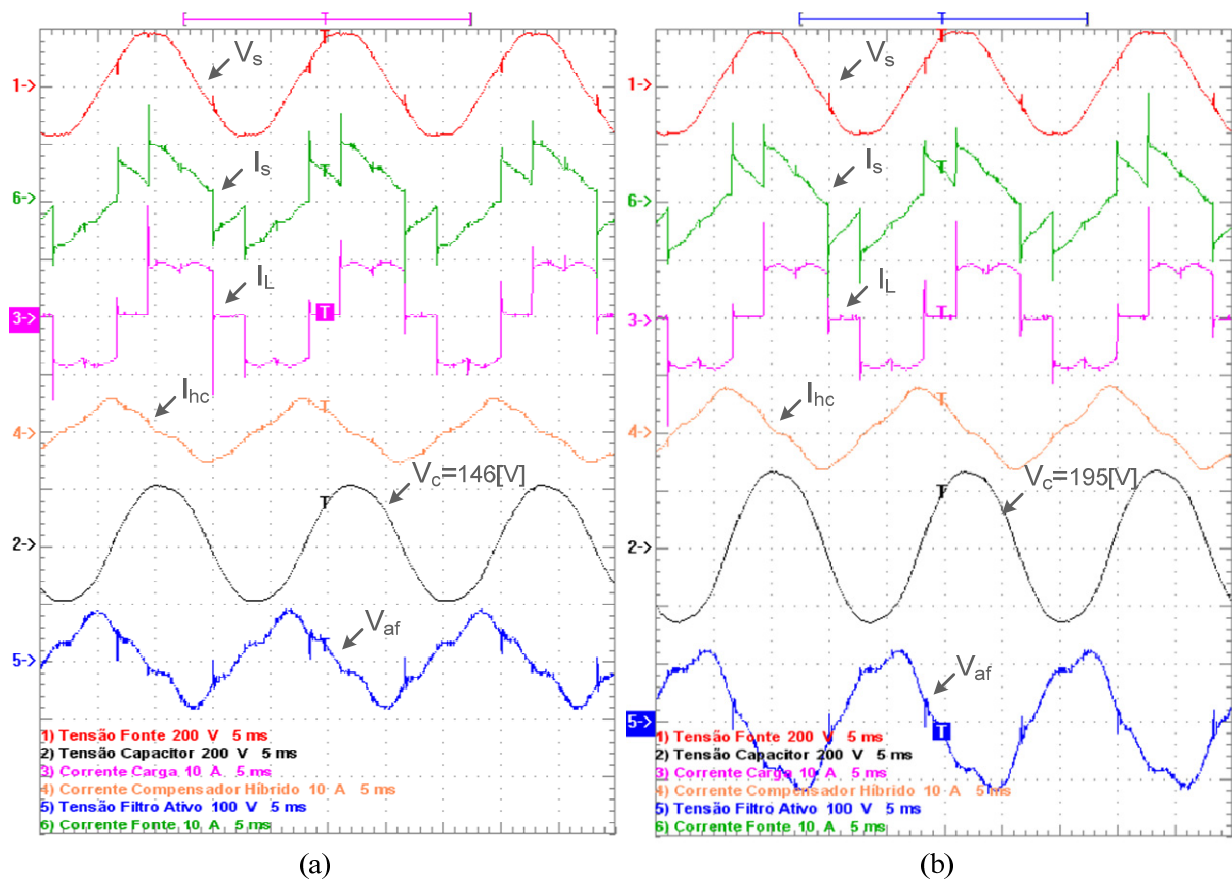


Figura 7.13 - Atuação do Compensador Híbrido na Região de Sobrecompensação.

(a) Região Nominal (b) Região de Sobrecompensação

Nesta figura, é possível notar um aumento significativo na tensão do capacitor e na corrente do ramo híbrido, o que resulta em um aumento da potência reativa capacitiva fornecida pelo compensador. Isso ocorre pois, filtro ativo impõe uma tensão com fase oposta a tensão do capacitor, levando o sistema para a região desejada de operação, ou seja, anulando a potência reativa consumida da fonte, como mostra a Figura 7.12.

A Figura 7.14, mostra um registro feito pelo equipamento *FLUKE 435* de aproximadamente 2 minutos da potência reativa do sistema. Este registro mostra os níveis de potência reativa do sistema com e sem atuação da tensão de controle.

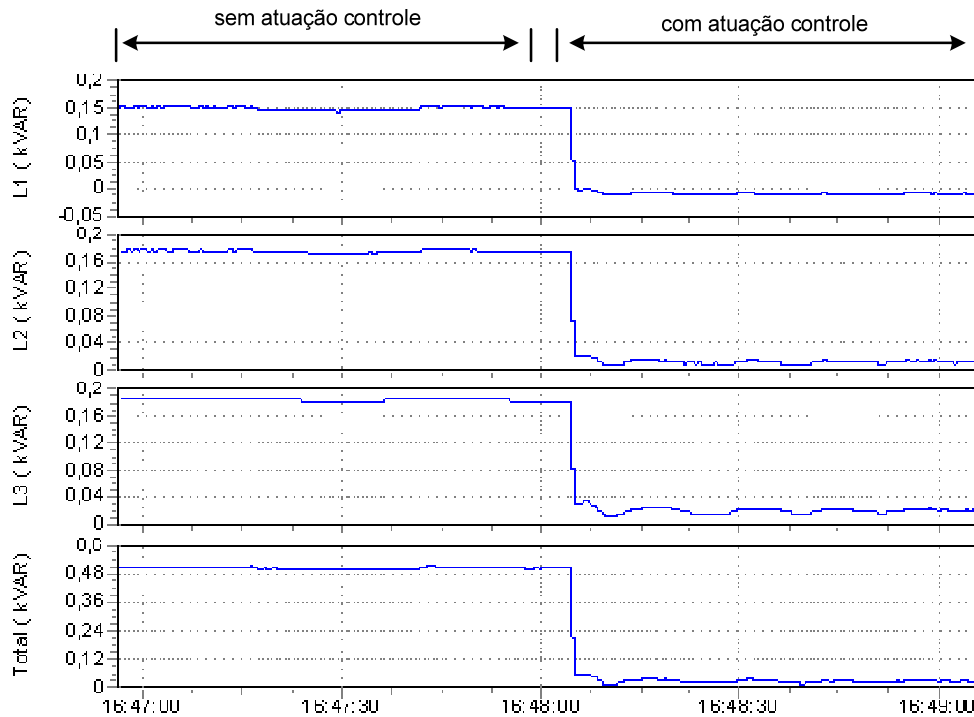


Figura 7.14 - Transitório de Potência Reativa para $\alpha = 60^\circ$

7.4.2 - Controle de Potência Reativa: Região de Subcompensação

Da mesma forma, o funcionamento do Compensador Híbrido na região de subcompensação será descrito a seguir. Neste caso, o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é ajustado para aproximadamente $\alpha=30^\circ$.

A Figura 7.15 mostra as condições iniciais do sistema apenas com carga ligada.

Potência e Energia				
FUND	L1	L2	L3	Total
kW	1.042	1.027	1.035	3.104
kVA	1.068	1.050	1.057	3.175
kVAR	0.232	0.220	0.217	0.668
PF	0.93	0.93	0.93	0.93
Cos ϕ	0.98	0.98	0.98	
A rms	9.02	8.82	8.88	
	L1	L2	L3	
V rms	124.00	125.10	124.96	
24/02/12 16:41:40 127V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
VOLTAGE	ENERGY		TREND	HOLD RUN

Figura 7.15 - Condições Iniciais do Sistema: Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$

Em seguida, a Figura 7.16 apresenta resultados nos quais o Compensador Híbrido está inserido no sistema, porém sem nenhuma atuação do controle. Neste caso, a potência reativa capacitiva fornecida pelo compensador é maior que o consumo de potência reativa pela carga.

Potência e Energia				
FUND	2:20:56			
	L1	L2	L3	Total
kW	1.101	1.080	1.080	3.260
kVA	1.111	1.094	1.096	3.301
kVAR	±0.153	±0.179	±0.184	±0.516
PF	0.94	0.93	0.94	0.94
Cosφ	0.99	0.99	0.99	
A rms	9.41	9.21	9.25	
	L1	L2	L3	
V rms	123.76	124.88	124.36	
24/02/12 16:38:45 127V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
VOLTAGE		ENERGY	TREND	HOLD RUN

Figura 7.16 - Região de Nominal: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$

Assim, para garantir o correto fornecimento de potência reativa pelo Compensador Híbrido, o controle é ativado e atua de maneira a reduzir o fornecimento de potência reativa capacitiva, como mostra a Figura 7.17.

Potência e Energia				
FUND	2:22:40			
	L1	L2	L3	Total
kW	1.092	1.072	1.078	3.243
kVA	1.093	1.072	1.078	3.243
kVAR	0.014	0.009	0.017	0.011
PF	0.95	0.95	0.95	0.95
Cosφ	1.00	1.00	1.00	
A rms	9.23	9.02	9.08	
	L1	L2	L3	
V rms	123.90	125.05	124.70	
24/02/12 16:40:29 127V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
VOLTAGE		ENERGY	TREND	HOLD RUN

Figura 7.17 - Região de Subcompensação: Compensador Híbrido e Ponte Tiristorizada com $\alpha=30^\circ$

A Figura 7.18 mostra a atuação da estratégia de controle na redução da potência da reativa fornecida pelo compensador, através de suas principais formas de onda.

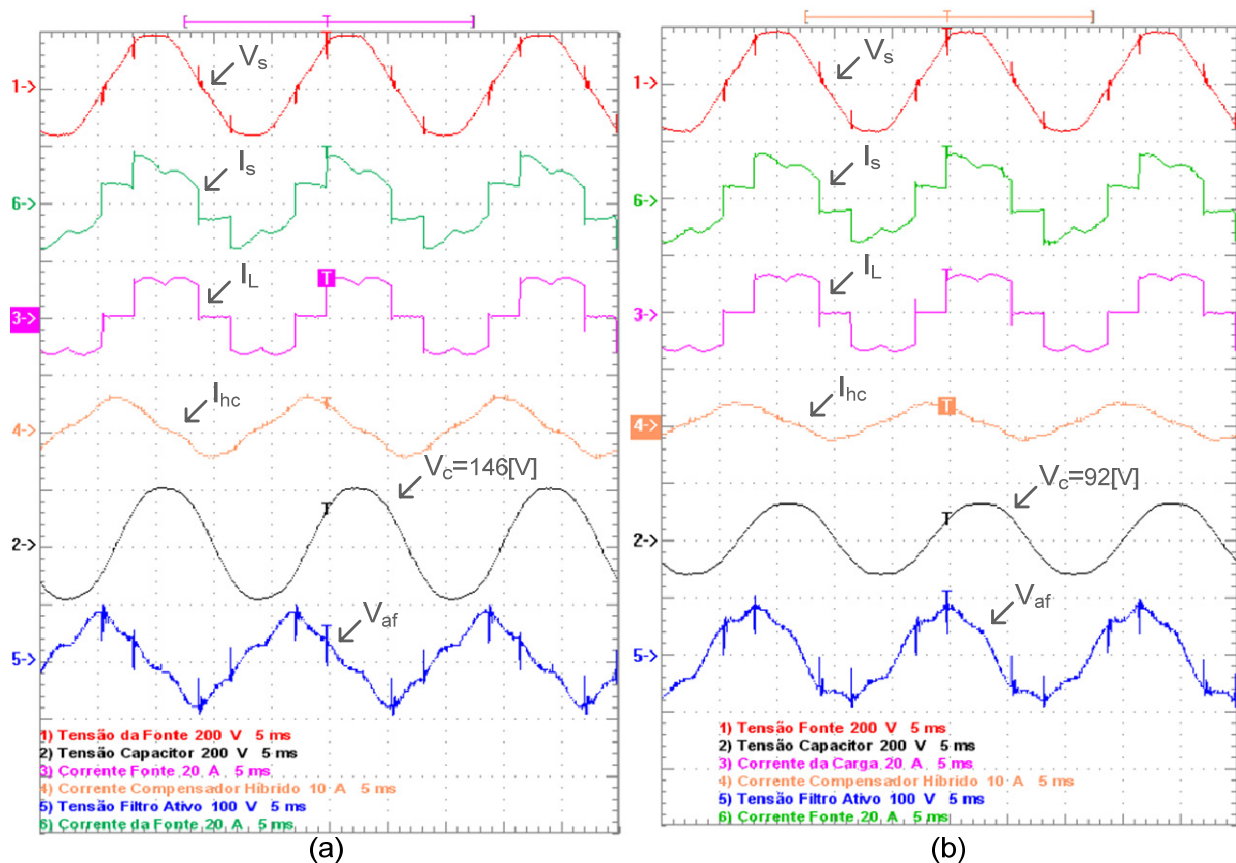


Figura 7.18 - Atuação do Compensador Híbrido na Região de Subcompensação.

(a) Região Nominal (b) Região de Sobrecompensação

É possível observar uma redução na tensão do capacitor e na corrente do ramo híbrido, o que resulta na diminuição da potência reativa capacitiva fornecida pelo compensador. Neste caso, filtro ativo impõe uma tensão que possui mesma fase que a tensão do capacitor anulando a potência reativa injetada na fonte, como mostra a Figura 7.17.

A Figura 7.19 mostra o transitório de entrada do controle em termos da potência reativa do sistema. É importante dizer que o registro do *FLUKE 435* não diferencia em termos de sinal se a potência reativa é indutiva ou capacitiva. Esta informação é fornecida na Figura 7.11 e na Figura 7.16, por exemplo, pelo desenho ao lado da medida de potência.

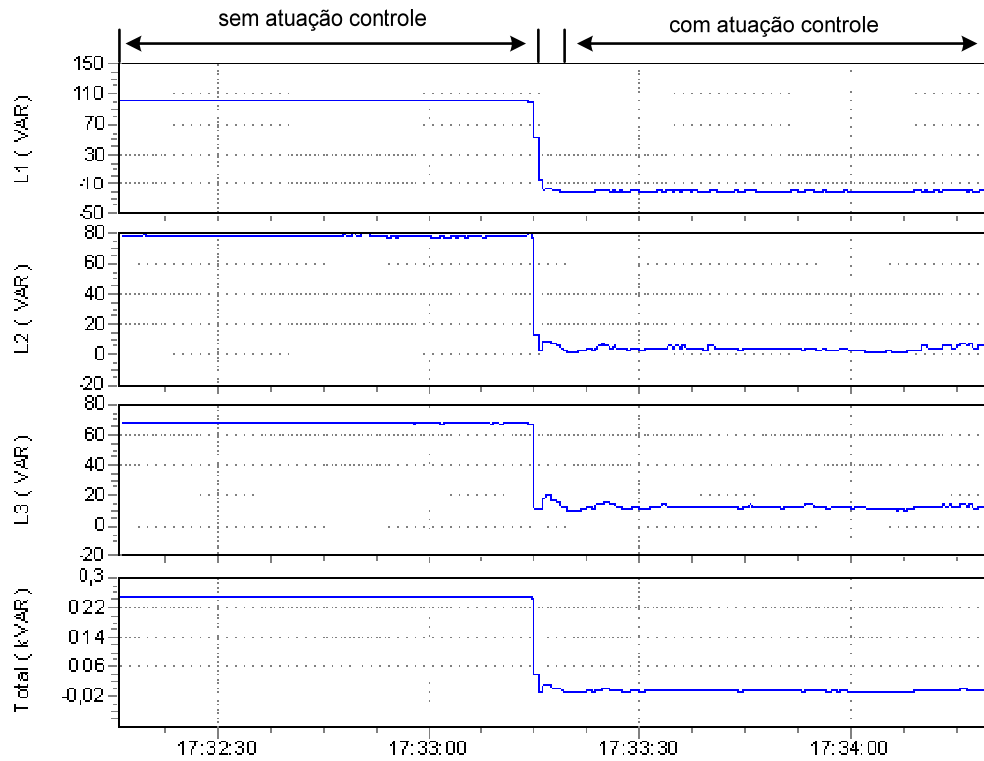


Figura 7.19 - Transitório de Potência Reativa para $\alpha = 30^\circ$

7.4.3 - Controle de Potência Reativa: Transitório de Carga

As figuras anteriores mostram o comportamento do Compensador Híbrido antes e depois da atuação da tensão de controle imposta pelo filtro ativo. Porém, uma vez que o controle foi inserido, este deve responder as variações de carga, ajustando a quantidade de potência reativa capacitiva fornecida pelo compensador.

Assim, a Figura 7.20 e a Figura 7.21 mostram a atuação do controle em um transitório de carga, onde o ângulo de disparo da ponte tiristorizada é variado de 30° para 60° através de um potenciômetro, não caracterizando um degrau de carga. Esta mudança leva o controle da região de subcompensação para a região de sobrecompensação, como mostra a Figura 7.20.

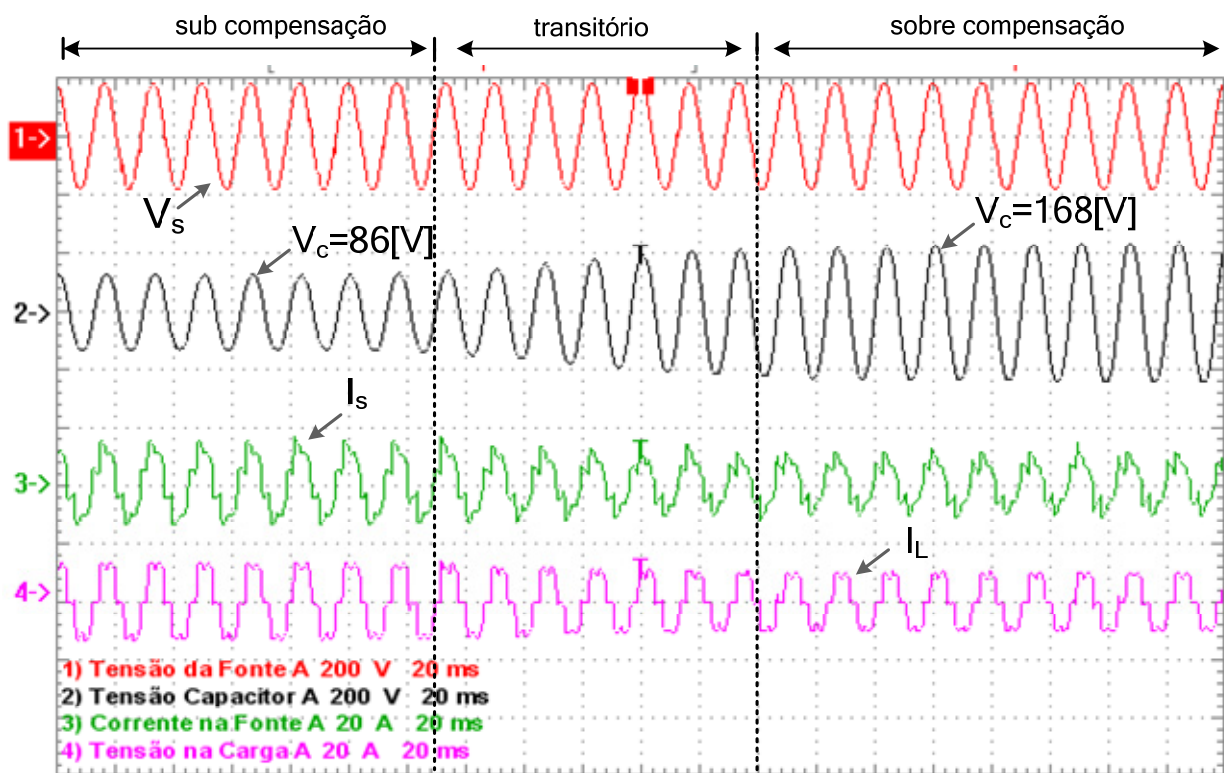


Figura 7.20 - Atuação do Controle em Transitório de Carga

A Figura 7.21 mostra o comportamento da tensão do capacitor e da tensão do filtro ativo durante o mesmo transitório de carga. Nesta figura, é possível observar claramente a mudança de fase da tensão imposta pelo filtro ativo e o consequente aumento da tensão do capacitor.

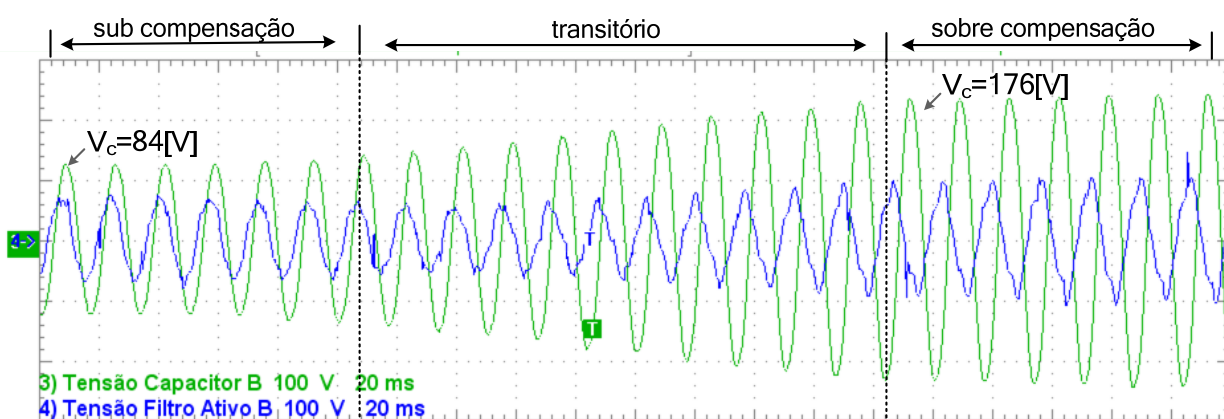


Figura 7.21 - Comportamento da Tensão de Controle em Transitório de Carga

Esses resultados mostram o funcionamento do Compensador Híbrido em suas principais regiões de operação. Em todos os casos, quando há atuação da estratégia de controle a tensão do capacitor é modificada de maneira a atender as necessidades de consumo de potência reativa da carga, deixando para a fonte apenas o fornecimento da potência ativa.

Então, este compensador pode ser aplicado para cargas que possuem consumo de potência reativa variável, evitando os principais problemas do uso de banco de capacitores fixos, tais como sobre e subtensão.

E ainda, pode-se dizer este compensador apresenta tempo de resposta satisfatório (entre 5 e 10 ciclos da fundamental), durante o transitório de carga. Este tempo de resposta, porém, varia de acordo com a necessidade da carga e não é apresentado para um degrau de carga, uma vez que a variação do ângulo de disparo da ponte tiristorizada é feita com o auxílio de um potenciômetro.

Capítulo 8

Conclusões

Este trabalho propôs o uso de Filtros Adaptativos Sintonizados como técnica principal da estratégia de controle de um Compensador Híbrido de Reativo. Este compensador é formado pela associação série entre um filtro ativo e um banco de capacitores. No qual, o controle da quantidade de potência reativa entregue pelo banco de capacitores é feito através da variação da tensão imposta pelo filtro ativo.

Neste cenário, os Filtros Adaptativos Sintonizados atuam como parte fundamental deste controle, extraindo a componente fundamental da tensão e da corrente do sistema para cálculo da potência reativa fundamental.

Os Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência foram testados em estratégias de controle para três tipos de sistemas não senoidais: sistema monofásico, sistema trifásico equilibrado e para o caso mais geral, sistema trifásico desequilibrado.

A estratégia de controle para sistemas trifásicos não senoidais e desequilibrados foi desenvolvida para garantir que o Compensador Híbrido atuasse apenas no controle da potência reativa. Para tanto, uma técnica para a extração da componente de sequência positiva dos sinais de tensão e corrente foi utilizada, evitando que o controle atue de maneira incorreta na tentativa de compensar o desequilíbrio existente no sistema.

Inicialmente, o algoritmo de controle foi simulado através do software *Matlab/Simulink*[®]. Os resultados mostraram a eficiência do Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência na isolação das componentes harmônicas e obtenção da componente de sequência positiva da tensão e da corrente do sistema para cálculo da potência reativa. E ainda, a estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado se mostrou eficiente na estimação da frequência do sinal sem a necessidade de uma ferramenta de sincronismo, como um *PLL*, por exemplo.

A partir dos resultados da simulação, também foi possível avaliar a capacidade do Compensador Híbrido em variar a potência reativa entregue pelo banco de capacitores. Mostrando que a estratégia de controle apresenta resultados eficazes na correção de potência reativa.

Os resultados experimentais foram obtidos através de um protótipo desenvolvido em laboratório. Neste caso, o algoritmo de controle foi implementado no DSP TMS320F2812 e aplicado ao protótipo real do Compensador Híbrido. Os resultados obtidos demonstraram a viabilidade de implementação do algoritmo de controle proposto em equipamentos reais.

O Filtro Adaptativo Sintonizado com estimador de frequência, por sua vez, se mostrou eficiente tanto na isolamento do conteúdo harmônico quanto na estimação de frequência para os sinais de tensão e corrente da rede elétrica que estão em constante variação.

Desta forma, é possível confirmar a partir dos resultados práticos e de simulação, a viabilidade da utilização de um algoritmo de controle baseado em Filtros Adaptativos Sintonizados com estimador de frequência em um protótipo de Compensador Híbrido, o qual se mostrou ser eficiente na correção da potência reativa do sistema.

8.1 - Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade deste trabalho, alguns pontos relevantes podem ser levados em consideração:

- Implementação prática do algoritmo de controle de potência reativa, em ambientes desequilibrados;
- Substituição do DSP TMS320F2812 pelo DSP TMS320F28335 ou superior, que possui aritmética de ponto flutuante, bem como melhorias no sistema de condicionamento de sinais;
- Aplicação desta topologia na compensação de desequilíbrio, através da modificação da estratégia de controle;
- Melhoria no tempo de resposta da estratégia de controle como um todo e análise detalhada da sua resposta transitória;
- Aplicação desta estratégia de controle na compensação de flutuações de tensão causadas pelo consumo variável de potência reativa, desde que esta possua sua resposta transitória melhorada;
- Utilização do Compensador Híbrido e de Filtros Adaptativos Sintonizados na compensação do conteúdo harmônico da corrente.

- Analisar e expandir as possíveis áreas de aplicação de Filtros Adaptativos Sintonizados na melhoria ou quantificação da qualidade do sistema elétrico.
- Eliminação do *PLL* no controle do link DC, substituindo por sinais gerados pelo Filtro Adaptativo Sintonizado.

Referências Bibliográficas

- [1] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, R. Domke, "Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review," *Proceedings of the IEEE*, vol.93, no.12, pp.2144-2164, Dec. 2005.
- [2] H. L. Jou, J. C. Wu, J. J. Yang, W. P. Hsu, "Novel Circuit Configuration for Hybrid Reactive Power Compensator," *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006*, vol.2, no., pp.1-6, 14-16 Aug. 2006.
- [3] A. Nabae, T. Tanaka, "A quasi-instantaneous reactive power compensator for unbalanced and non-sinusoidal three-phase systems," *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record*.vol.1, no., pp.823-828 vol.1, 17-22 May 1998.
- [4] F. Z. Peng, G. W. Jr. Ott, D.J. Adams, "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.13, no.6, pp.1174-1181, Nov 1998.
- [5] F.Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems," *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988*. IEEE Conference Record of the 1988, vol., no., pp.874-880 vol.1, 2-7 Oct 1988.
- [6] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters", *IEEE Transaction of Industry Applications*, Vol. 27, N° 6, pp. 1020-1025, 1991.
- [7] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.32, no.6, pp.1312-1322, Nov/Dec 1996.
- [8] J. Turunen, M. Salo and H. Tusa, "Comparison of three series Hybrid Active Power Filter Topologies". *Proceedings of 11th IEEE/ICHQP* , pp. 324-329, 2004.
- [9] C. H. Silva, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, G. Lambert-Torres, R. R. Pereira, Silva, L. E. B. da Silva; S. U. Ahn, "Active Impedance: A Closed-Loop Approach On Hybrid Active Series Power Filter.", *XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - XI COBEP*, 2011, Natal-RN.
- [10] C. H. da Silva, "Filtros Ativos Híbridos Ressonantes". 134p. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2009.
- [11] C.H. da Silva, R.R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. L. Torres, Gonzatti, , "A Hybrid Active Var Compensator (HVarC)," *14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010*, vol., no., pp.1-5, 26-29 Sept. 2010.

- [12] A. van Zyl, J. H. R. Enslin, W. H. Steyn, R. Spee, "A new unified approach to power quality management," *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol.1, no., pp.183-188 vol.1, 18-22 Jun 1995.
- [13] Yonghai Xu, Xiangning Xiao, Hao Liu, Hong Wang, "Parallel operation of hybrid active power filter with passive power filter or capacitors," *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, vol., no., pp.1-6, 2005.
- [14] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Powers Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. IA-20, N° 3, pp. 625-630, 1983.
- [15] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter", *EPE Conf. Record*, Vol. 3, pp 30-35, 1991.
- [16] E. H. Watanabe, M. Aredes, "Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações - Filtros Ativos e FACTS". *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática - Mini-Cursos*, 1998. v. I. p. 81-122.
- [17] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Detection is Key", *IEEE Industry Application Magazine*, v. 13, pp. 22-33, 2007.
- [18] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, S. Bhattacharya, "Shunt compensation," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol.3, no.3, pp.38-49, Sept. 2009.
- [19] R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, J. O. P. Pinto, "New Strategies for Application of Adaptive Filters in Active Power Filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.47, no.3, pp.1136-1141, May-June 2011.
- [20] R. R. Pereira, "Algoritmos Adaptativos para Filtros Ativos de Potência". 188p. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2011.
- [21] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, P. Fernandez-Comesana, C. Martinez-Penalver, "A Signal-Processing Adaptive Algorithm for Selective Current Harmonic Cancellation in Active Power Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.56, no.8, pp. 2829–2840, Aug. 2009.
- [22] B. Singh, J. Solanki, "An Implementation of an Adaptive Control Algorithm for a Three-Phase Shunt Active Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.56, no.8, pp.2811-2820, Aug. 2009.
- [23] D. Yazdani, A. Bakhshai, P.K. Jain, "A Three-Phase Adaptive Notch Filter-Based Approach to Harmonic/Reactive Current Extraction and Harmonic Decomposition," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.25, no.4, pp.914-923, April 2010.

- [24] P.A. Regalia, "An improved lattice-based adaptive IIR notch filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.39, no.9, pp.2124-2128, Sep 1991.
- [25] M. Bodson and S. Douglas, "Adaptive Algorithms for rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequencies," *Proc. 13th IFAC World Conf.*, San Francisco, July 1-5, 1996.
- [26] Liu Hsu, R. Ortega, G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *Control of Oscillations and Chaos, 1997. Proceedings., 1997 1st International Conference*, vol.2, no., pp.252-257 vol.2, 27-29 Aug 1997.
- [27] D. W. Clarke, "On the design of adaptive notch filters," *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, vol.15, pp.715-744, 2001.
- [28] M. Mojiri, A. R. Bakhshai, "An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.49, no.2, pp. 314- 318, Feb. 2004.
- [29] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, A. R. Bakhshai, "Time-Domain Signal Analysis Using Adaptive Notch Filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.55, no.1, pp.85-93, Jan. 2007.
- [30] M. Mojiri, A. R. Bakhshai, "Estimation of n Frequencies Using Adaptive Notch Filter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol.54, no.4, pp.338-342, April 2007.
- [31] "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, vol., no., pp.1-40, March 19 2010.
- [32] A.E. Emanuel, "Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.40, no.3, pp. 869- 876, 2004.
- [33] L.S. Czarnecki, "What is wrong with the Budeanu concept of Reactive Power and Distortion Power and why it should be abandoned", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Sept 1987, pp 834-837.
- [34] D. Sharon; W. Shepherd; P. Zakikhani, "Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol.120, no.1, pp.108, January 1973.
- [35] P.S.Filipski, "Polyphase apparent power and power factor under distorted waveform conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.6, no.3, pp.1161-1165, Jul 1991.
- [36] L.S. Czarnecki, "Power related phenomena in three-phase unbalanced systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.10, no.3, pp.1168-1176, Jul 1995.

- [37] A.M. Ferrero, "Some considerations about the different possible approaches to the study of the electrical power systems under nonsinusoidal conditions," *Proceedings. 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power*, vol.1, no., pp.14-19 vol.1, 14-18 Oct 1998.
- [38] A.J. Berrisford, "New technology and power definitions make accurate revenue metering possible in the presence of harmonic distortion," *IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*, vol., no., pp.1-8, 22-23 Oct. 2009.
- [39] M. K. Sen, H. L. Bob, W. Tian, "Real Time Digital Signal Processing: Implementations and Applications". England, John Wiley & Sons Ltd., 2th Edition, p. 354-397.
- [40] S. C. Douglas, "Introduction to Adaptive Filters". V. K. Madisetti, D. B. Williams, *Digital Signal Processing Handbook*. CRC Press LLC, 1999. p. 426- 444.
- [41] B. Widrow, J.R. Jr. Glover, J.M. McCool, J. Kaunitz, C.S. Williams, R.H. Hearn, J.R. Zeidler, Eugene Dong Jr., R.C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proceedings of the IEEE* , vol.63, no.12, pp. 1692- 1716, Dec. 1975.
- [42] S. C. Ferreira, C.H. da Silva, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, L. E. B Silva, G. Lambert-Torres, S. U.Ahn, "Adaptive Algorithm For Real time Power Quality Measurement According To Ieee Std. 1459-2000.", XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2011, Natal-RN.
- [43] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, G. Joos, "A Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.24, no.3, pp.674-684, March 2009.
- [44] P. K. Dash, B.R. Mishra, R.K. Jena, A.C. Liew, "Estimation of power system frequency using adaptive notch filters ," *International Conference on Energy Management and Power Delivery, 1998*. Proceedings of EMPD '98 , vol.1, no., pp.143-148 vol.1, 3-5 Mar 1998.
- [45] Phillips and Nagle, "Digital Control System: Analysis and Design" , PrenticeHall, 3th Edition, 1995. p. 27-77.
- [46] C.H. da Silva, R.R. Pereira, L.E.B. da Silva, G.L. Torres, R.B. Gonzatti, "Charging and regulating the DC link voltage of hybrid active series power filters," *14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2010, vol., no., pp.1-4, 26-29 Sept. 2010.

Apêndice A

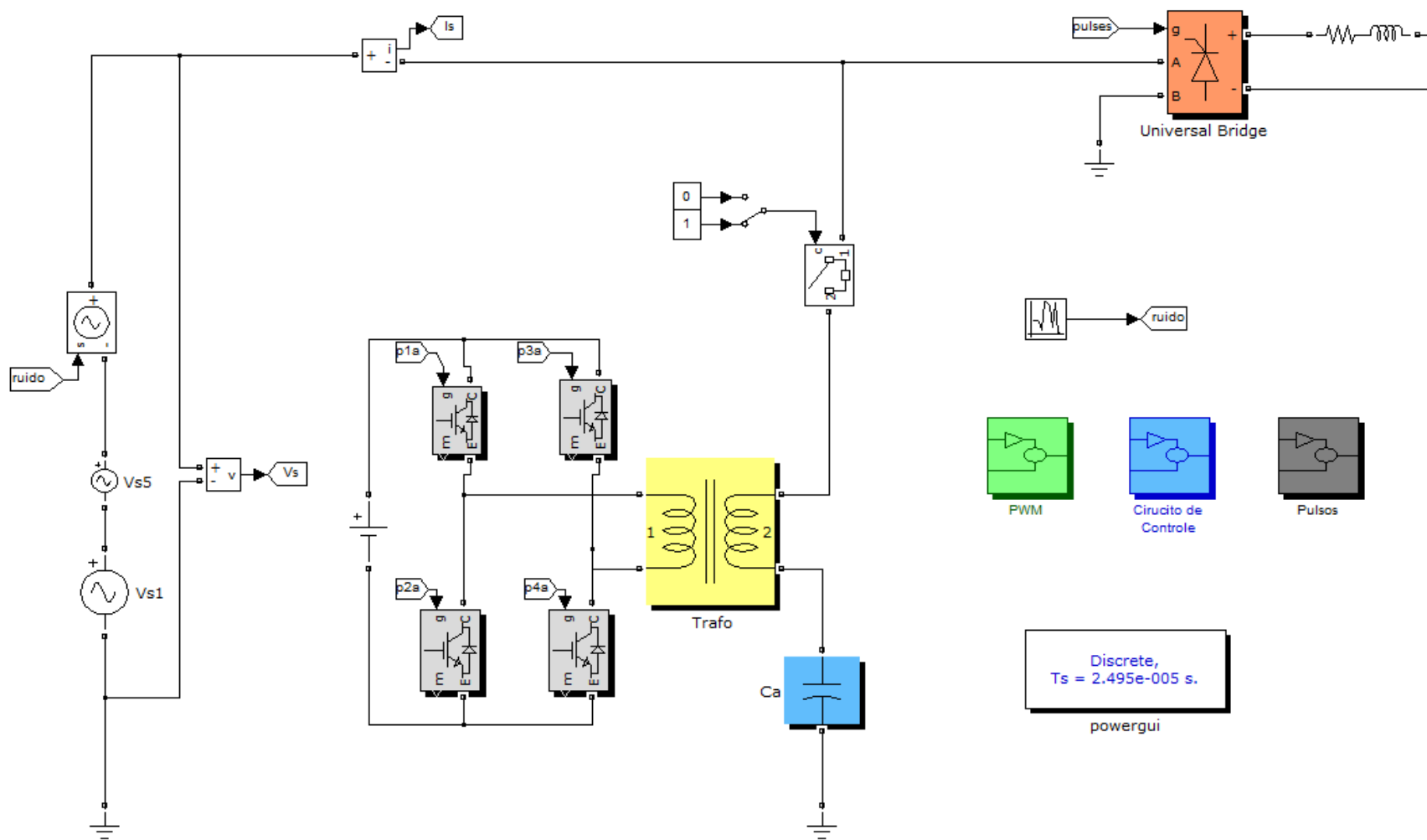
Diagramas de Simulação

A seguir são mostrados os diagramas em blocos utilizados para modelar os sistemas simulados neste trabalho.

Estes diagramas se dividem em duas partes principais: a modelagem do sistema elétrico e a estrutura de controle. A modelagem do sistema elétrico foi feita através dos blocos fornecidos pela biblioteca do *simulink* chamada *simpowersystem*. Já a estratégia de controle foi implementada através do bloco que permite criação de uma rotina em C, dentro do *simulink*

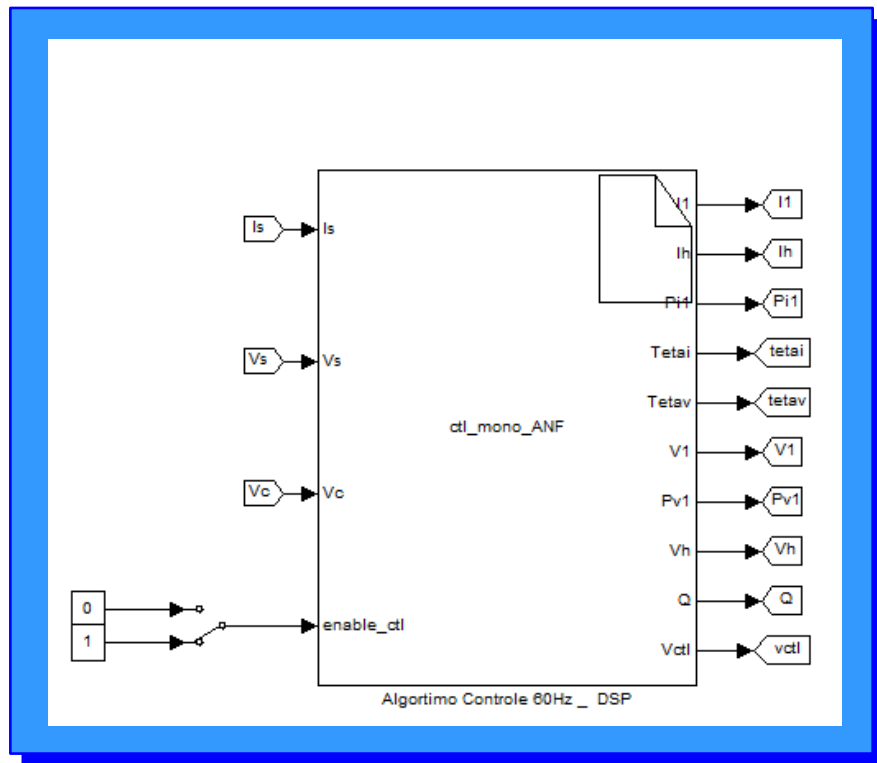
Os diagramas para os três casos exibidos neste trabalho estão mostrados a seguir:

Diagrama de Simulação: Sistema Monofásico



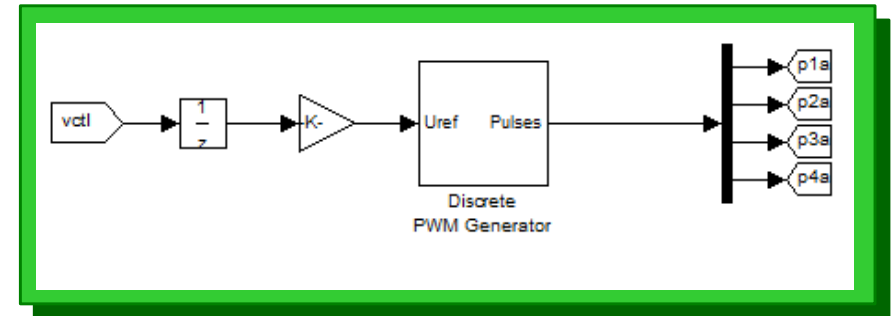
Subsistema: Circuito de Controle

(Utilizado para implementação em C do algoritmo de Controle)



Subsistema: PWM

(Utilizado para a geração dos pulso modulados em PWM para o Conversor de Frequência)



Subsistema: Pulso

(Utilizado para geração dos pulsos de gate da Ponte Tiristorizada)

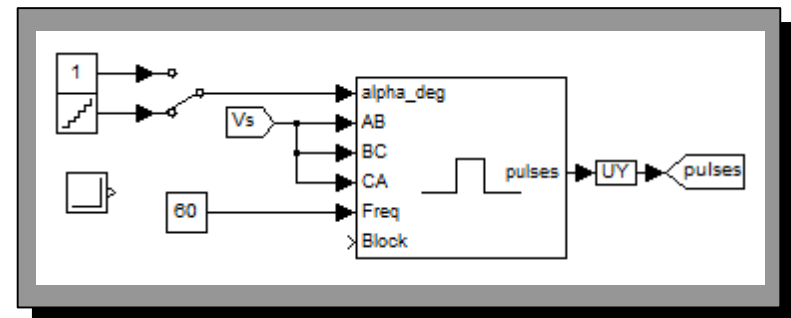
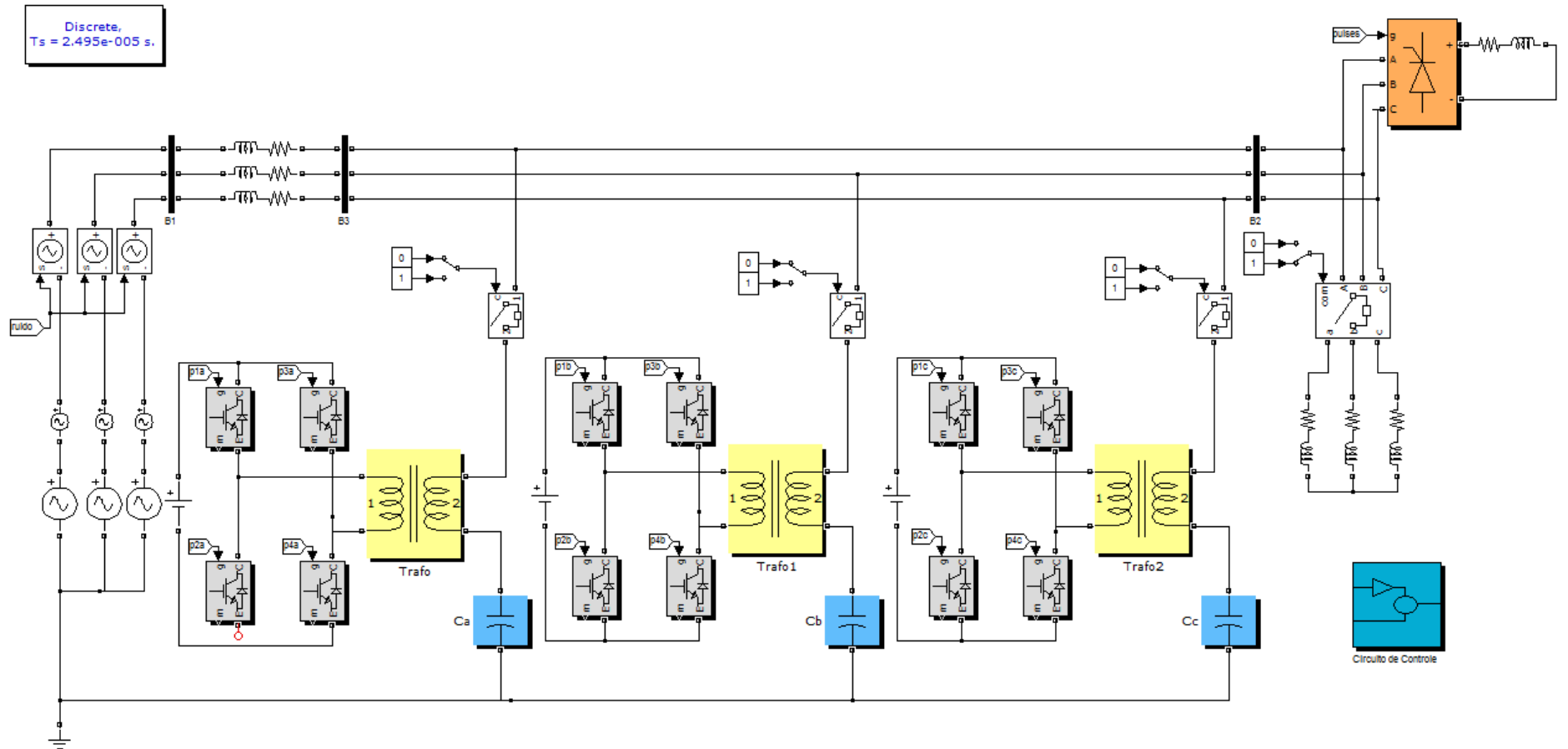
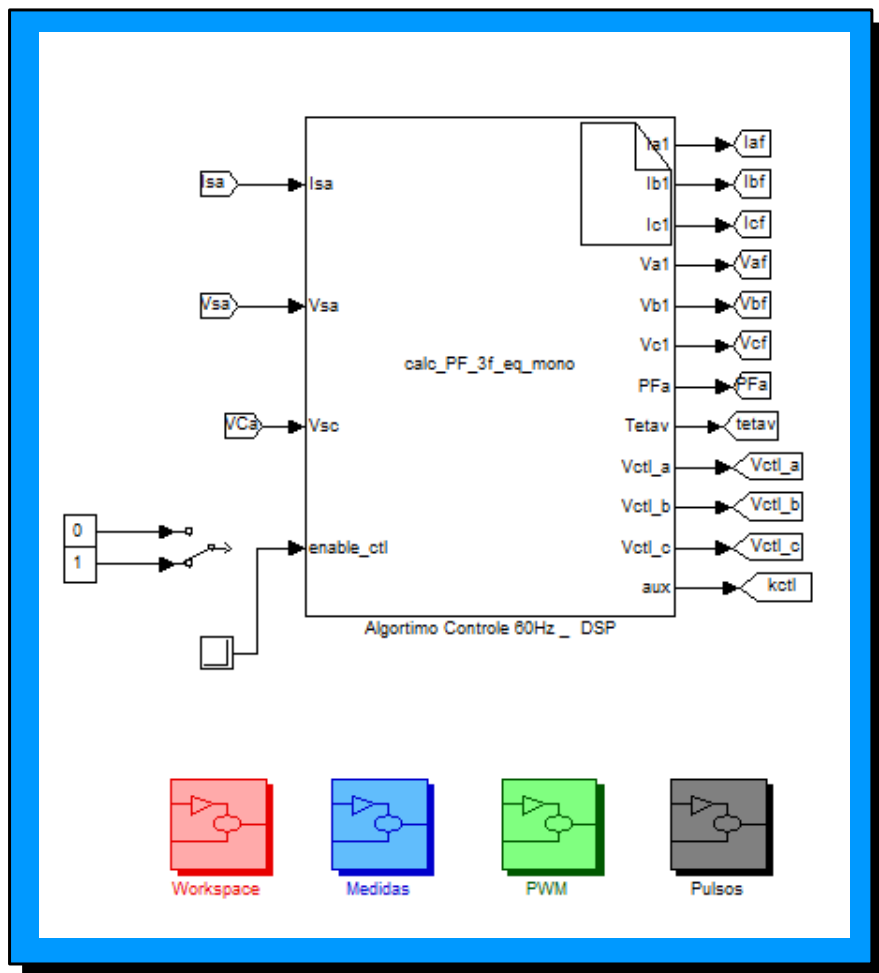


Diagrama de Simulação: Sistema Trifásico



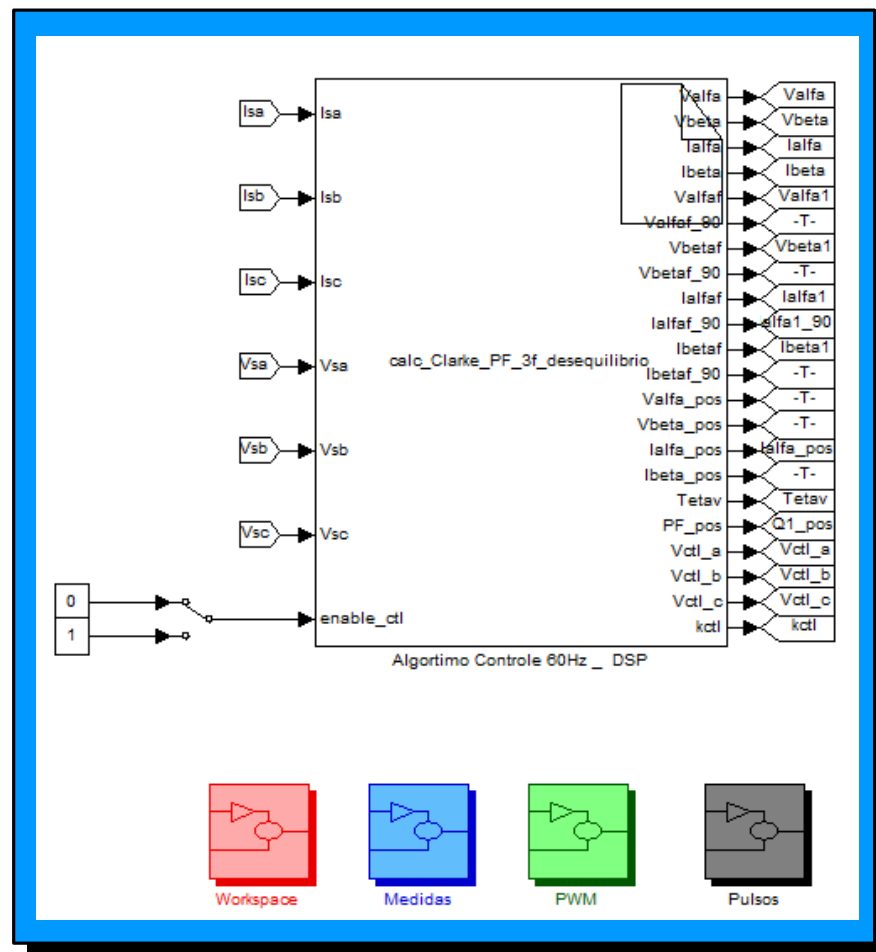
Subsistema: Circuito de Controle

(Utilizado para implementação em C do algoritmo de Controle para Sistema Trifásico Equilibrados)



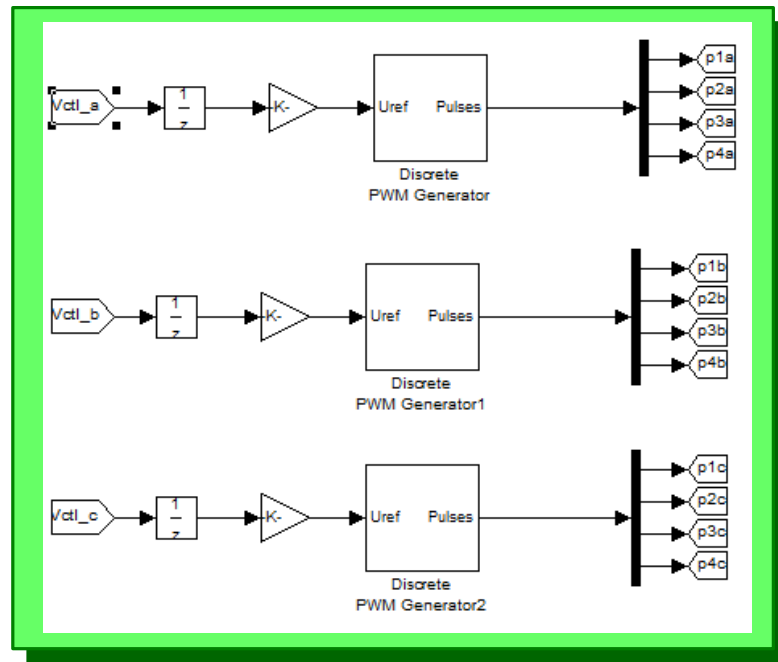
Subsistema: Circuito de Controle

(Utilizado para implementação em C do algoritmo de Controle para Sistema Trifásico Desequilibrados)



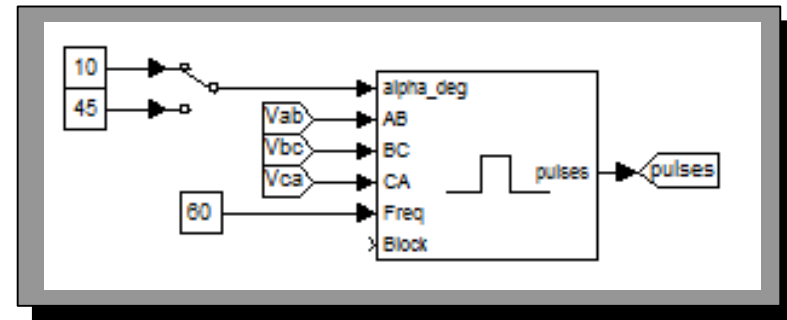
Subsistema: PWM

(Utilizado para a geração dos pulso modulados em PWM para o
Conversor de Frequência de cada fase)



Subsistema: Pulso

(Utilizado para geração dos pulsos de gate da Ponte Tiristorizada
Trifásica)



Observação:

Os subsistemas Medidas e Workspace foram criados para exibição das variáveis do sistema durante as fases de teste, e para construção dos gráficos deste trabalho

Apêndice B

Produções Científicas

Os artigos apresentados em anexo fazem parte da produção científica desenvolvida durante o período deste trabalho.

Artigos Publicados em Anais de Congressos

"Adaptive Algorithm For Realtime Power Quality Measurement According To Ieee Std. 1459-2000.", XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - XI COBEP, 2011.

"Implementação em Tempo Real da IEEE Std 1459-2000: Parâmetros associados à qualidade da energia elétrica utilizando Transformada Síncrona.", IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica - IX CBQEE, 2011.

"Desempenho do UHPQC - Compensação do Fator de Potência de Deslocamento e Mitigação Harmônica.", IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica - IX CBQEE, 2011.

"Active Impedance: A Closed-Loop Approach On Hybrid Active Series Power Filter.", XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - XI COBEP, 2011

ADAPTIVE ALGORITHM FOR REAL-TIME POWER QUALITY MEASUREMENT ACCORDING TO IEEE STD. 1459-2000

S. C. Ferreira¹, R. B. Gonzatti¹, C. H. da Silva¹, R. R. Pereira¹, L. E. B. da Silva¹, G. Lambert-Torres¹,
Se Un Ahn²

1 - Federal University of Itajuba – UNIFEI, Itajuba - Brazil

carlosedas@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br

2 – CPFL Energia – Piratininga – Brazil

Abstract – This paper introduces the development and implementation of an algorithm for real-time measurement of powers under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced and unbalanced conditions. The power calculations are based on the definitions given by the IEEE Std. 1459-2000 and the adaptive filtering. The results are obtained in two ways: through simulation methods and practical implementation of the algorithm on DSP TMS320F2812. These results are compared and the efficiency of the algorithm is proven.

Keywords – Adaptive Notch Filter, IEEE Std. 1459-2000, Power Measurements.

I. INTRODUCTION

Due to the increasing proliferation of non-linear loads, the harmonic distortion in power systems is increasingly present. Therefore is required a relevant definition of these new powers in the system, which is able to quantify correctly harmonic pollution levels.

Several theories of power have been formulated for this [3]-[6], and have been discussed and compared [7], [8]. However, currently, there is not a widespread power theory which serves as a common basis for assessment of the main problems associated with the power quality. In other words, none of them offers a solution to all problems of the power quality at the same time.

Based on these facts, the IEEE published a standard, aiming to create a criterion that serves as a guidelines measurement in sinusoidal, nonsinusoidal, balanced and unbalanced conditions [1].

The power definitions of IEEE Std. 1459-2000 are based on effective voltage and currents calculations as have proposed Buchholz [1]. Also, this standard suggests a separation between the fundamental positive, negative and zero sequence of voltage and current components, when the system are sinusoidal and unbalanced. This separation is important to make clear the real function of the system [2].

Moreover, this standard only provides a way to calculate these powers and do not suggest any measurement technique. Consequently, for the system presents harmonic distortion and unbalance, development of new measurement equipment become necessary, as conventional ones can provide considerable errors.

Many authors have been sought to develop practical solutions for implementation of these definitions. Some of them propose methods based on the frequency domain using Fast Fourier Transform (FFT) [9] or the Discrete Wavelets Transform (DWT) [10],[11]. However, these techniques have been severely criticized due to complexity of hardware and software required for its implementation, becoming impracticable for real-time approaches.

In [12]-[14], are proposed techniques in time domain for calculating of these powers through the detection of fundamental and harmonic components of voltages and currents based on Clarke's and Park's transformation. Despite the fact that these techniques are implemented in time domain, none of them shows the time response of the developed algorithm.

This paper proposes a fast and more efficient technique for implementation to measurement equipment. Firstly, the harmonic components of voltage and current are extracted using adaptive notch filter. Then, as the system has no more harmonics, it can be treated as a sinusoidal and unbalanced system.

In addition, the adaptive filter coefficients can provide some information about the sinusoidal system. One of them is the peak value of voltage and current for each phase. It eliminates the use of an algorithm for *rms* calculation in fundamental frequency. Also, using these coefficients and Fortescue's Theorem the positive, negative and zero sequence components are obtained making possible the power calculation proposed by IEEE.

To prove the efficiency of the algorithm, it is simulated using Matlab[®]/*simulink* software and then implemented in DSP TMS320F2812. The power calculations are made in real-time and both results are compared.

II. THE IEEE POWER STANDARD

The IEEE Std.1459-2000 definitions are features for the user who needs to create instruments for measuring and quantifying energy and power.

The main concepts used in the power decomposition proposed by IEEE Std. 1459-2000 are based on the separation of the fundamental components from the others. Considering that effective voltages and currents (V_e , I_e) are obtained from a virtual balanced system that has the same losses as the real system [1], it is defined by:

$$I_e^2 = \frac{1}{3} \cdot (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) \quad (1)$$

$$V_e^2 = \frac{1}{9}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (2)$$

The separation between the fundamental and harmonic components is obtained decomposing effective voltages and currents into an effective fundamental component (V_{e1} , I_{e1}) and an effective harmonic component (V_{eH} , I_{eH}), as below:

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (3)$$

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad (4)$$

These components can be obtained from:

$$I_{e1}^2 = (I^+)^2 + (I^-)^2 \quad (5)$$

$$V_{e1}^2 = (V^+)^2 + (V^-)^2 + \frac{(V^0)^2}{2} \quad (6)$$

$$I_{eH}^2 = I_e^2 - I_{e1}^2 \quad (7)$$

$$V_{eH}^2 = V_e^2 - V_{e1}^2 \quad (8)$$

From (3) and (4), the effective apparent power (S_e) results in:

$$S_e^2 = (3V_{e1}I_{e1})^2 + (3V_{e1}I_{eH})^2 + (3V_{eH}I_{e1})^2 + (3V_{eH}I_{eH})^2 \quad (9)$$

The first term of the effective apparent power (S_e) represents the fundamental effective apparent power (S_{e1}), defined by:

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} \quad (10)$$

The fundamental effective apparent power (S_{e1}), in turn, can be separated into fundamental positive sequence apparent power (S_{1+}) and the power component assigned to unbalance (S_{1U}). The fundamental positive sequence apparent power (S_{1+}) can be divided into fundamental positive sequence active and reactive power (P_{1+} , Q_{1+}), given by:

$$P_{1+} = 3V_{1+}I_{1+} \cos \theta^+ \quad (11)$$

$$Q_{1+} = 3V_{1+}I_{1+} \sin \theta^+ \quad (12)$$

$$S_{1+}^2 = P_{1+}^2 + Q_{1+}^2 \quad (13)$$

$$S_{1U}^2 = S_{e1}^2 - S_{1+}^2 \quad (14)$$

The other three terms of the effective apparent power (S_e) constitute the fundamental non effective apparent power (S_{eN}), described below:

$$S_{eN}^2 = D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 = S_e^2 - S_{e1}^2 \quad (15)$$

Where:

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} \quad (16)$$

$$D_{e1} = 3V_{e1}I_{eH} \quad (17)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} \quad (18)$$

are voltage distortion power (D_{eV}), current distortion power (D_{e1}) and harmonic apparent power (S_{eH}) respectively.

The harmonic apparent (S_{eH}) power is divided into two other components, harmonic active power (P_H) and harmonic non active power (D_{eH}), as described below:

$$S_{eH}^2 = P_H^2 + D_{eH}^2 \quad (19)$$

To summarize, the separation of the effective apparent power (S_e) is shown in Fig. 1 [2].

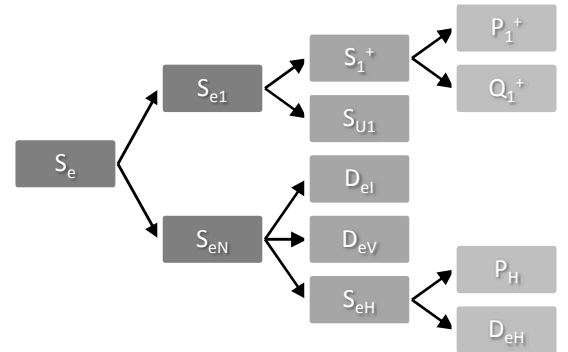


Fig. 1: Power Apparent Resolution IEEE Std. 1459

Two other important concepts are introduced: voltage and current total harmonic distortion (THD_{eV} , THD_{e1}), described as following:

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_e} \quad (20)$$

$$THD_{e1} = \frac{I_{eH}}{I_e} \quad (21)$$

Finally, you can set so effective power factor (PF_e) and fundamental positive sequence power factor (PF^+):

$$PF_e = \frac{P}{S_e} \quad (22)$$

$$PF^+ = \frac{P_{1+}}{S_{1+}} \quad (23)$$

III. THE PRINCIPLE OF ADAPTIVE NOTCH FILTER BASED ON LMS ALGORITHM

An adaptive filter is essentially a digital filter with self-adjusting characteristics. It adapts automatically, to changes in its input signal. An adaptive filter consists of two distinct parts: a digital filter and an adaptive algorithm which is used to adjust or modify the coefficients of the filter. Thus, it can maintain the system in the best operating state by continuously self-adjusting its parameters.

The structure in Fig. 2 shows an adaptive filter working as a notch filter. This filter is previously proposed on the literature for harmonic detection of current for power quality improvement [15]-[17].

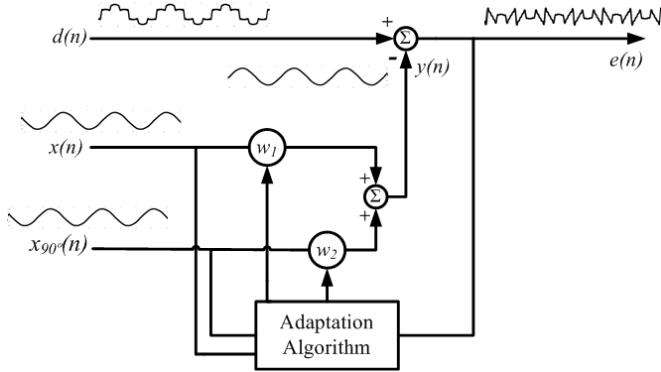


Fig. 2: Adaptive notch filter principle [17].

In this structure of adaptive filter applied to harmonic detection, $d(n)$ represents the signal with harmonics, $x(n)$ and $x_{90^\circ}(n)$ represents two orthogonal signals with a fundamental frequency of 60Hz, as reference. The reference input signals are processed by the adaptive filter producing the output signal $y(n)$ that tracks the variation in the fundamental signal.

The objective of adaptive filter is approximate $y(n)$, both in amplitude and phase, to the fundamental signal. The coefficients of this filter are adjusted using the least mean square (LMS) algorithm. The general recursion formula of LMS algorithm applied for adaptive notch filters is given by:

$$y(n) = w_1(n)x(n) + w_2(n)x_{90^\circ}(n) \quad (24)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (25)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n)x(n) \quad (26)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu e(n)x_{90^\circ}(n) \quad (27)$$

Where:

$x(n), x_{90^\circ}(n)$ – input signals;

$w_1(n), w_2(n)$ – filter coefficients;

μ – step-size value.

The parameter μ controls the algorithm rate of convergence to the optimum solution and its accuracy. In the adaptive notch filter only two coefficients are needed to be adapted, which makes this technique faster than the others.

As a result, this structure is used to voltage and current harmonic content detection. In this case, the reference signals are provided by a PLL (Phase Locked Loop). The PLL used is proposed by [18], and it returns a unit sine and cosine which will be used as $x(n)$ and $x_{90^\circ}(n)$.

IV. THE PROPOSED TECHNIQUE

The proposed technique, initially calculates the global values of the system. Then, the *rms* values of the current and voltage are calculated to obtain the effective voltage (V_e) and current (I_e). For that, an algorithm for real time *rms* value calculation is developed.

Subsequently, to obtain the components V_{e1} and I_{e1} , the adaptive notch filter is used to separate the fundamental component from the others.

In this case, the adaptive filter is not used only for harmonic isolation. Based on the filter coefficients, some information about the system can be extracted using mathematical manipulation.

The first information that can be extracted is the peak value of the output signal. To demonstrate this capability some considerations are made below.

The adaptive notch filter output represents the fundamental component and is given by:

$$Y(n) = w_1(n)\sin(\omega t) + w_2(n)\cos(\omega t) \quad (28)$$

On the other hand, this fundamental component can be rewrite as:

$$Y(n) = A\sin(\omega t + \theta) \quad (29)$$

where, A is the peak value and θ is the angle between the reference and the output signal.

Expanding this equation,

$$Y(n) = A\cos\theta\sin(\omega t) + A\sin\theta\cos(\omega t) \quad (30)$$

Comparing (28) and (30), may be concluded that:

$$w_1(n) = A\cos\theta \quad (31)$$

$$w_2(n) = A\sin\theta \quad (32)$$

And the peak value of the desired signal is given by:

$$A = \sqrt{w_1^2 + w_2^2} \quad (33)$$

Another interesting operation is a phase shift of the output signal. The method to obtain a phase shift of a desired angle δ , using only the adaptive filter coefficients, is described following.

Assuming that the signal to be obtained has this format:

$$Y(n) = A\sin(\omega t + \theta + \delta) \quad (34)$$

It can be expanded in:

$$Y(n) = A\cos\delta\sin(\omega t + \theta) + A\sin\delta\cos(\omega t + \theta) \quad (35)$$

$$Y(n) = (A\cos\theta + A\sin\theta)\cos\delta\sin(\omega t) + (A\cos\theta - A\sin\theta)\sin\delta\cos(\omega t) \quad (36)$$

Appling (31) and (32) in (36), results:

$$Y(n) = (w_1 + w_2) \cos \delta \sin(\omega t) + (w_1 - w_2) \sin \delta \cos(\omega t) \quad (37)$$

Therefore, using this mathematical method is possible to obtain any desired phase shift.

If the adaptive notch filter is applied to each voltage and current of the system, the positive, negative and zero sequence components can be calculated from Fortescue's Theorem, which is describe bellow:

$$\begin{bmatrix} X^0 \\ X^+ \\ X^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (38)$$

Where:

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ, \\ \alpha^2 = 1 \angle 240^\circ.$$

Take for example the positive sequence, this component can be obtained though a sum of phase A, phase B shifted 120° and phase C shifted 240° . Using the concepts of shifting phase previously deduced, it can be expressed as combination of the adaptive filter coefficients. As result, the positive sequence component is given by,

$$Y^+(n) = z_1 \sin(\omega t) + z_2 \cos(\omega t) \quad (39)$$

Where:

$$z_1 = w_{1a} + (w_{2c} - w_{2b}) \sin 120^\circ + (w_{1c} + w_{1b}) \cos 120^\circ \quad (40)$$

$$z_2 = w_{2a} + (w_{1b} - w_{1c}) \sin 120^\circ + (w_{2c} + w_{2b}) \cos 120^\circ \quad (41)$$

And the coefficients z_1 and z_2 represents:

$$z_1 = Y^+ \cos \varphi \quad (42)$$

$$z_2 = Y^+ \sin \varphi \quad (43)$$

Where:

φ - is the angle between the reference signal of adaptive filter, $x(n)$, and the output signal Y^+ .

The negative and zero components are calculated from the equivalent mathematical method. This technique is applied to voltage and current, and the components of positive negative and zero sequence are obtained for both. Is important to notice that, the resulting signal is in the time domain and to obtain its peak value is needed to use the same concepts of (33).

Furthermore, if the reference signal used on adaptive notch filters of current is in phase with the voltage, the coefficients, z_1 and z_2 , bring information about the displacement angle of the current φ . Then, the calculation of fundamental positive sequence active and reactive power (P_1^+ , Q_1^+) can be made directly using these coefficients.

The other power components are calculated from the combination of the effective current and voltage components (I_e , I_{e1} , V_e and V_{e1}) and the fundamental positive sequence active and reactive power.

The flowchart following summarizes the processes of power calculation previously descript.

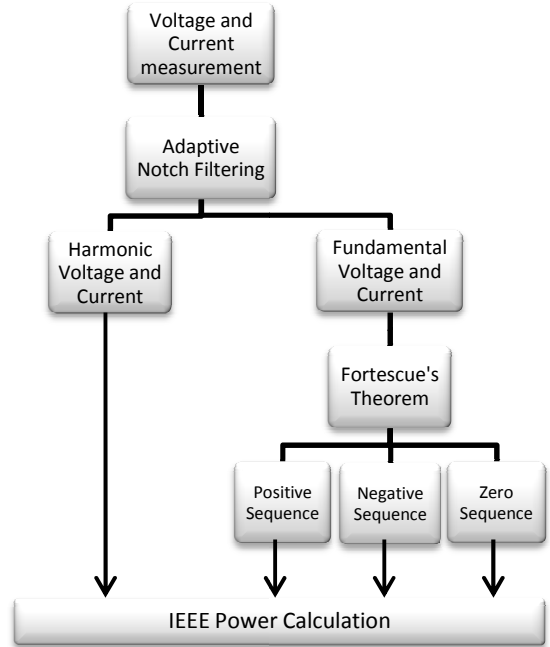


Fig. 3: Flowchart of the power calculation method.

The method described above completely eliminates the necessity of *rms* value calculation on the fundamental frequency. All power calculations are made only manipulating the filter coefficients. It brings an advantage over the others procedures, because the adaptive filter can isolate the harmonic content and provide an easy way to calculate the power on fundamental frequency at the same time. These features make the adaptive notch filter an extremely fast computational tool to improve the performance of the algorithm for power calculation. The simulation and practical results proves the efficiency of the technique.

V. SIMULATION RESULTS

Firstly, to test the algorithm efficiency, a system with a non-linear load is simulated. The system in test has similar characteristics of the real system aiming both results comparison. The simulated system is composed by a three phase balanced voltage with 5% of harmonic distortion and 127[V] *rms* and a non controlled bridge with a RL load, where $R=35[\Omega]$ and $L=74[mH]$.

The simulation results for the harmonic detection given by the adaptive notch filter for voltage and current is shown in the Fig. 4 and Fig. 5, respectively.

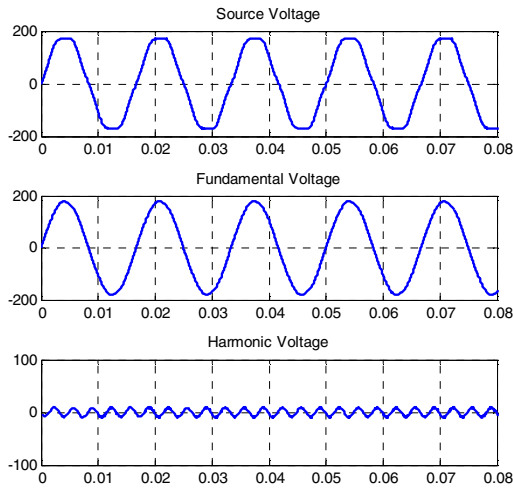


Fig. 4. Simulation results for voltage harmonic detection.

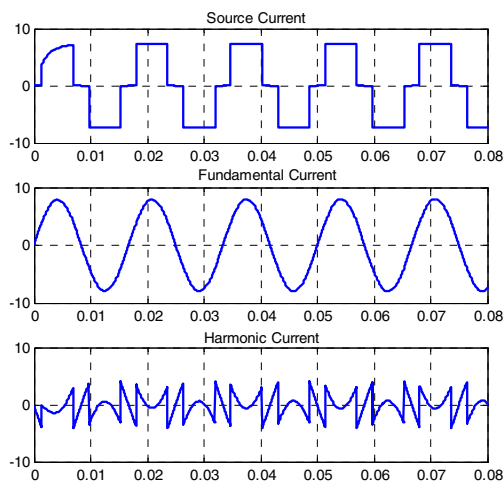


Fig. 5. Simulation results for current harmonic detection.

After that, the power calculations are implemented and the results are displayed below.

127.2	-----> Ve - Effective Voltage [V]
7.004	-----> Ie - Effective Current [A]
127	-----> Ve1 - Fundamental Effective Voltage [V]
6.688	-----> Ie1 - Fundamental Effective Current
6.005	-----> Veh - Harmonic Effective Voltage
2.08	-----> Ieh - Harmonic Effective Current
2672	-----> Se - Effective Aparent Power
2548	-----> Se1 - Fundamental Effective Aparent Power
802.7	-----> Sen - Non-Fundamental Effective Aparent Power
792.7	-----> Dei - Current Distortion Power
120.5	-----> Dev - Voltage Distortion
37.48	-----> Seh - Harmonic Aparent Power
2548	-----> P1+ - Fundamental Positive-Sequence Active Power
4.834	-----> Q1+ - Fundamental Positive-Sequence Reactive Power
2548	-----> S1+ - Fundamental Positive-Sequence Apparent Power
14.81	-----> S1u - Unbalanced Power

Fig. 6: Simulation results for power calculation.

4.728	-----> THDev - Voltage Total Harmonic Distortion
31.11	-----> THDei - Current Total Harmonic Distortion
0.9538	-----> PFe - Effective Power Factor
1	-----> PF+ - Positive-Sequence Power Factor
0.5812	-----> Load Unbalance Factor

Fig. 7: Simulation results for indices

The algorithm adaptation time (t_a) is shown in the Fig. 8 that simulates a step in a voltage source.

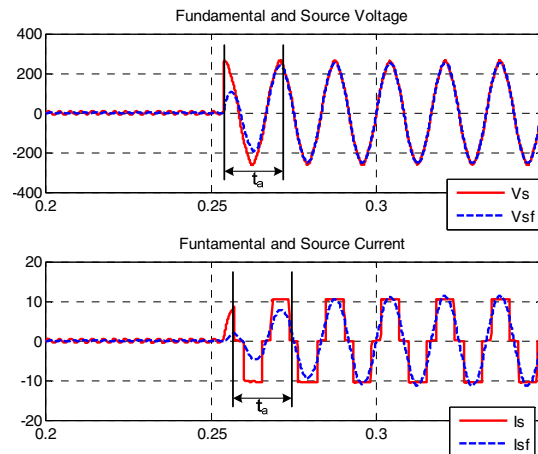


Fig. 8: Algorithm adaptation time.

From Fig. 8 is easy to visualize that the adaptation time (t_a) is between a half and one cycle of fundamental frequency.

If the power calculations are made as fast as the adaptation time then a real-time power calculation is allowed. To exemplify, a voltage sag caused by a phase to ground short circuit is shown Fig 9.

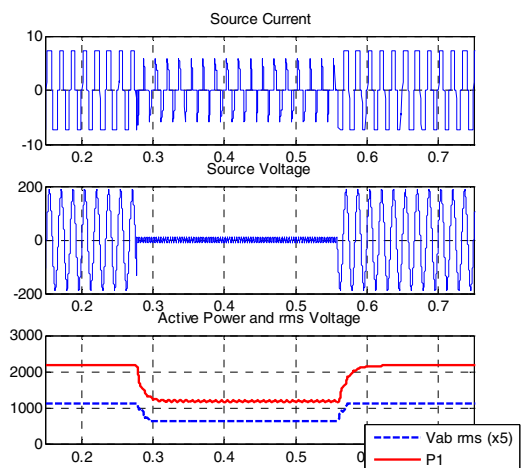


Fig. 9: Instantaneous active power calculation.

It can be noticed that the power calculation takes, approximately, the same time of the *rms* voltage calculation. As a result, many parameters associated with power quality can be evaluated from another point of view.

VI. PRACTICAL RESULTS

Finally, to prove the algorithm effectiveness to measurement equipment, practical results are shown. The real system is composed by a three phase voltage with 127[V] *rms* and a non controlled bridge with a RL load, where $R=35[\Omega]$ and $L=74[\text{mH}]$.

The voltages and currents are measured by hall sensors and acquired by the DSP TMS320F2812 after an appropriate signal conditioning. The DSP TMS320F2812 represents numbers with a 32-bit fixed-point resolution, and a special library is used to realize float-point operations and its A/D resolution is 12 bits.

The sample rate of the process is 40kHz. In that case, all power calculations are made using only one cycle of processing, i.e., in 25 μs . Then, the algorithm provides an extremely fast response in the presence of disturbances. Since the power calculation are made for each sample and the response time of the adaptive filter is at most one cycle of fundamental frequency. Thus, it allows real-time assessment of power as shown in the Fig 9.

The practical results of adaptive filter behavior are displayed through the *Code Composer Studio*[®] and are shown in Fig. 10 and Fig. 11.

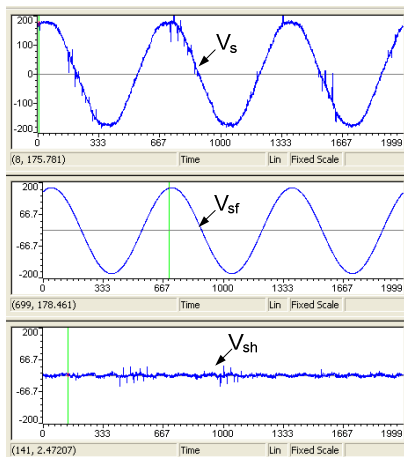


Fig. 10: Practical results for voltage harmonic detection using adaptive notch filter.

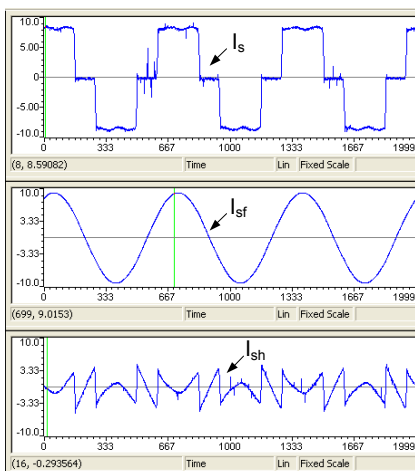


Fig. 11: Practical results for current harmonic detection using adaptive notch filter

The practical results for power calculations are shown by the tables I and II.

TABLE I
Practical Results for Power Calculation

Effective Voltages [V] and Currents [A]	Apparent Powers [VA]	Fundamental Powers
V_e 127.33	S_e 2686	P_1^+ 2567 [W]
I_e 7.03	S_{e1} 2575	Q_1^+ 189 [VA]
V_{e1} 127.10	S_{en} 766	S_1^+ 2574 [VA]
I_{e1} 6.75	D_{ei} 755	S_{1u} 0 [VA]
V_{eh} 6.16	D_{ev} 124	
I_{eh} 1.98	S_{eh} 37	

TABLE II
Practical Results for Indices

THD_{ei}	THD_{eV}	PF^+	PF_e	LUF
29.34 %	4.85 %	0.99	0.955	0

Aiming to compare, the results of the power quality analyzer FLUKE435 are shown in Fig. 12 and Fig. 13.

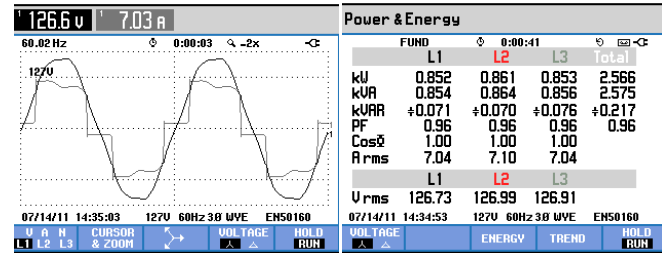


Fig. 12: Fluke Results: Voltage, current and power

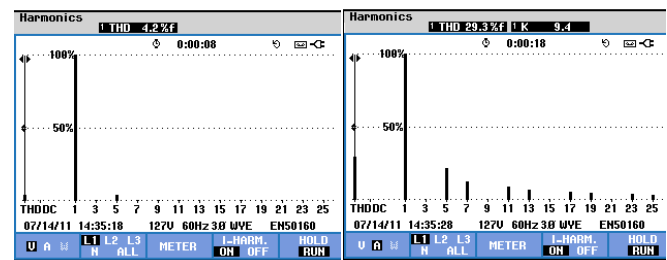


Fig. 13: Fluke Results: Current and voltage harmonic distortion

Based on simulation and practical results, some considerations around this power arrangement can be made. First, note that the fundamental positive sequence active, reactive and apparent power are isolated as the only power components in a system ideally balanced and sinusoidal. Therefore, the fundamental positive sequence power factor is an important value that allows quantifying and adjusting the flow of fundamental reactive power.

On the other hand, the nonfundamental apparent power can be seen as a global indicator of system distortion. However, the power S_{en} is unable to provide any information regarding the harmonic source, becoming impossible to determine whether these components flow from the load to the system or the system to load.

Although the power arrangement proposed by IEEE does not provide all needed information, it works as a starting point to a correctly measurement, evaluation and knowledge of the real parameters when the system is nonsinusoidal and unbalanced.

VII. CONCLUSION

The algorithm proposed in this paper calculates power in nonsinusoidal and unbalanced conditions, based on the IEEE Std. 1459-2000 and using the adaptive notch filter as main tool. The adaptive notch filter and the mathematical method, used to simplify the power calculation, describe an important feature in order to make this power calculation fast, simple and efficiently.

Practical and simulated results demonstrate that the IEEE power definition is viable to implement in real measurement equipment. Using these definitions is possible to eliminate errors in power measurement and principally errors in displacement power factor. However, much has to be discussed about these definitions before its practical use.

REFERENCES

- [1] "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, vol., no., pp.1-40, March 19 2010
- [2] A.E. Emanuel, "Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.40, no.3, pp. 869- 876, May-June 2004.
- [3] L.S. Czarnecki, "What is wrong with the Budeanu concept of Reactive Power and Distortion Power and why it should be abandoned", *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, Sept 1987, pp 834-837.
- [4] D. Sharon; W. Shepherd; P. Zakikhani, "Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol.120, no.1, pp.108, January 1973.
- [5] P.S.Filipski, "Polyphase apparent power and power factor under distorted waveform conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.6, no.3, pp.1161-1165, Jul 1991.
- [6] L.S. Czarnecki, "Power related phenomena in three-phase unbalanced systems," *Power Delivery*, IEEE Transactions on , vol.10, no.3, pp.1168-1176, Jul 1995.
- [7] A.M. Ferrero, "Some considerations about the different possible approaches to the study of the electrical power systems under nonsinusoidal conditions," *Proceedings. 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power*, vol.1, no., pp.14-19 vol.1, 14-18 Oct 1998.
- [8] A.J. Berrisford, "New technology and power definitions make accurate revenue metering possible in the presence of harmonic distortion," *IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*, vol., no., pp.1-8, 22-23 Oct. 2009.
- [9] C. Gherasim; J. Van den Keybus; J. Driesen; R. Belmans, "DSP implementation of power measurements according to the IEEE trial-use standard 1459," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.53, no.4, pp. 1086- 1092, Aug. 2004.
- [10] M. El-Hawary; W.M.Ibrahim, "Reformulating Three-Phase Power Components Definitions Contained in the IEEE Standard 1459-2000 Using Discrete Wavelet Transform," *IEEE Power Engineering Society General Meeting 2007*, vol., no., pp.1, 24-28 June 2007.
- [11] S. Nath; P. Sinha, "Measurement of power quality under nonsinusoidal condition using wavelet and fuzzy logic," *International Conference on Power Systems, 2009. ICPS '09*, vol., no., pp.1-6, 27-29 Dec. 2009.
- [12] A.C. Moreira; S.M. Deckmann; F.P. Marafao; E.G. De Lima; M.A. Bini, "Virtual Instrumentation Applied to the Implementation of IEEE-STD 1459-2000 Power Definitions," *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, vol., no., pp.1712-1718, 16-16 June 2005.
- [13] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, "A Virtual Instrument for the Measurement of IEEE Std. 1459-2000 Power Quantities," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.57, no.1, pp.85-94, Jan. 2008.
- [14] M.I. Milanes; V. Minambres; E. Romero; F. Barrero, "Quality meter of electric power systems based on IEEE Standard 1459-2000," *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09.*, vol., no., pp.86-92, 20-22 May 2009.
- [15] B. Widrow, J.R. Glover Jr., J.M. McCool, J. Kaunitz, C.S. Williams, R.H. Hearn, J.R. Zeidler, Eugene Dong, Jr., R.C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol.63, no.12, pp. 1692- 1716, Dec. 1975.
- [16] Lewei Qian; D. Cartes, Hui Li , "An Improved Adaptive Detection Method for Power Quality Improvement," *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol.2, no., pp.1067-1072, 8-12 Oct. 2006.
- [17] R.R. Pereira, C.H. da Silva, L.E.B. da Silva, G. Lambert-Torres, J.O.P. Pinto, "Improving the convergence time of adaptive notch filters to harmonic detection," *IECON 2010-Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.521-525, 7-10 Nov. 2010.
- [18] C.H. da Silva; R.R. Pereira; L.E.B da Silva; G. Lambert-Torres; , B.K. Bose; S.U. Ahn; , "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.11, pp.3814-3821, Nov. 2010.

Implementação em Tempo Real da IEEE Std 1459-2010: Parâmetros Associados à Qualidade da Energia Elétrica Utilizando Transformada Síncrona

Sílvia C. Ferreira, Robson B. Gonzatti, Carlos H. da Silva, Rondineli R. Pereira, Luiz E. B. da Silva, Germano L. Torres

UNIFEI – Universidade Federal de Itajubá, Av. BPS, nº 1303, Pinheirinho, CEP 37500-903, Itajubá-MG

Se Un Ahn

CPFL Energia – Piratinga, Brasil

Resumo — Este artigo apresenta o desenvolvimento e implementação de um algoritmo para medição, em tempo real, de potências em condições senoidais, não senoidais, balanceadas e não balanceadas. O algoritmo é fundamentado nas definições de potências propostas na IEEE Std. 1459-2010. As componentes fundamentais de sequência positiva, negativa e zero, são obtidas através da Transformada Síncrona. O algoritmo é desenvolvido no DSP TMS320F2812. Os resultados obtidos, práticos e simulados, são comparados com o medidor Fluke435 a fim de comprovar o seu funcionamento.

Palavras-chaves — IEEE Std. 1459-2010, Transformada Síncrona, medições de potência.

I – INTRODUÇÃO

Devido à crescente proliferação do uso de cargas não lineares, a distorção harmônica nos sistemas de potência está cada vez mais presente. Por isso, vem se tornando necessária uma definição relevante dessas novas potências, que seja capaz de quantificar os níveis de poluição harmônica no sistema.

Para tanto, várias teorias de potência têm sido formuladas, porém não existe hoje uma teoria de potência generalizada que sirva como uma base comum para avaliação da qualidade da energia, detecção da fonte de harmônico, tarifação e compensação em sistemas de potência [2]. Logo, pode-se dizer que nenhuma delas apresenta uma solução definitiva para todos os problemas da qualidade.

Com intuito de criar um critério que sirva de guia na medição em condições senoidais, não senoidais, balanceadas ou não balanceadas, a IEEE Std. 1459-2010 propõe uma abordagem para as novas definições de potência e utilizam como base, o cálculo de tensões e correntes efetivas desenvolvidas por Buchholz[1].

Nestas definições, são isoladas as componentes fundamentais de sequência positiva das demais, o que é um ponto importante quando se trata de entendimento dos fenômenos físicos que ocorrem no sistema.

Por conseguinte, a separação em componentes de sequência positiva, negativa e zero, além de permitir um funcionamento correto da medição, pode ser utilizada para determinar o nível de poluição harmônica, potências associadas ao desequilíbrio e a distorção da rede.

Apesar de existirem diversas definições e métodos de cálculo para essas novas potências, o IEEE Std. 1459-2010 é o único documento disponível que fornece orientações para desenvolvimento de equipamentos de medição. Porém, apesar de sugerir uma maneira de calcular essas potências não sugere nenhuma técnica de medição [2].

Muitos autores procuraram desenvolver soluções práticas para desenvolvimento destas técnicas. Algumas delas propõem sistemas baseados na decomposição e análise do espectro de frequência do sinal a partir da transformada discreta de Fourier, entretanto criticadas, devido a complexidade de hardware e software exigidas para sua implementação. Uma técnica de cálculo de potências no domínio do tempo para sistemas monofásicos e trifásicos de três e quatro fios é proposta em [2] e [3].

Neste artigo também é proposto um algoritmo para separação das parcelas fundamentais e harmônicas no domínio do tempo. Entretanto o desenvolvimento é feito em tempo real e fundamentado na transformada síncrona, porém utilizando-se um sistema autônomo e portátil, dispensando o uso de um PC.

Inicialmente, são feitas simulações de diferentes tipos de cargas e de distorções gerados no sistema elétrico por cargas não lineares e distúrbios na rede de distribuição.

Por fim o algoritmo é implementado no DSP TMS320F2812, onde os cálculos de potências são feitas em tempo real e os resultados práticos são comparados.

II – AS DEFINIÇÕES DE POTÊNCIA DO IEEE

Novas definições de potência têm sido discutidas nos últimos 30 anos, pois os instrumentos tradicionais para medição apresentam erros significativos em ambientes onde a corrente e a tensão são distorcidas. Então, tornou-se

Sílvia C. Ferreira, silvia_ferreira88@yahoo.com.br,
Robson B. Gonzatti, bauwelz@gmail.com,
Carlos H. da Silva, carloschedas@unifei.edu.br,
Rondineli R. Pereira, rondinelipereira@yahoo.com.br,
Luiz E. B. da Silva, leborges@unifei.edu.br,
Germano L. Torres, germanoltorres@gmail.com,
Se Un Ahn, seun@cpfl.com.br.

necessário quantificar corretamente distorções causadas por cargas não lineares e aplicar uma distribuição justa de tarifação para manter a qualidade do serviço elétrico.

As definições do IEEE Std. 1459-2010 são recursos para o usuário que necessita medir e criar instrumentos para quantificação de energia e de potência.

Os principais conceitos utilizados na separação de potências propostas pelo IEEE Std. 1459-2010 se baseiam na separação das componentes fundamentais das demais. Considerando-se sistemas trifásicos define-se *tensões e correntes efetivas*, que são obtidas a partir de um sistema virtual balanceado que possui as mesmas perdas que o sistema real [1]. As correntes e as tensões são definidas de maneira geral por:

$$I_e^2 = \frac{1}{3} \cdot (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2) \quad (1)$$

$$V_e^2 = \frac{1}{18} [3 \cdot (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2] \quad (2)$$

Para sistemas trifásicos a três fios, ou seja, sem condutor de neutro, essas equações podem ser aproximadas por:

$$I_e^2 = \frac{1}{3} \cdot (I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) \quad (3)$$

$$V_e^2 = \frac{1}{9} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (4)$$

A separação entre as componentes fundamentais e harmônicas é obtida decompondo-se as tensões e correntes efetivas em uma componente fundamental efetiva (I_{e1} e V_{e1}) e uma componente harmônica efetiva (I_{eH} e V_{eH}):

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (5)$$

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad (6)$$

Essas componentes podem ser obtidas a partir de:

$$I_{e1}^2 = \frac{1}{3} \cdot (I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2) \quad (7)$$

$$I_{eH}^2 = I_e^2 - I_{e1}^2 \quad (8)$$

$$V_{e1}^2 = \frac{1}{18} [3 \cdot (V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2] \quad (9)$$

$$V_{eH}^2 = V_e^2 - V_{e1}^2 \quad (10)$$

De (5) e (6), a potência S_e resulta em:

$$S_e^2 = (3V_{e1}I_{e1})^2 + (3V_{e1}I_{eH})^2 + (3V_{eH}I_{e1})^2 + (3V_{eH}I_{eH})^2 \quad (11)$$

O primeiro termo representa a *potência aparente efetiva fundamental*

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} \quad (12)$$

Essa potência por sua vez pode ser separada em *potência aparente fundamental efetiva de sequência positiva* (S_1^+), e a outra parcela representa a componente da potência atribuída ao desequilíbrio (S_{1U}). A potência S_1^+ pode ser dividida em *potência ativa* (P_1^+) e *reativa* (Q_1^+) *fundamentais de sequência positiva*, e são dadas por:

$$S_1^{+2} = P_1^{+2} + Q_1^{+2} \quad (13)$$

$$P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos \theta^+ \quad (14)$$

$$Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin \theta^+ \quad (15)$$

$$S_{1U}^2 = S_{e1}^2 - S_1^{+2} \quad (16)$$

Os outros três termos constituem a *potência aparente efetiva não fundamental*

$$S_{en}^2 = D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 = S_e^2 - S_{e1}^2 \quad (17)$$

onde,

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} \quad (18)$$

$$D_{e1} = 3V_{e1}I_{eH} \quad (19)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} \quad (20)$$

e são *potência efetiva de distorção da tensão, potência efetiva de distorção da corrente e potência aparente harmônica efetiva*, respectivamente.

E ainda, a *potência aparente harmônica efetiva* é dividida em duas outras componentes, *potência ativa harmônica* e *potência não ativa harmônica*, descritas a seguir:

$$S_{eH}^2 = P_H^2 + D_{eH}^2 \quad (21)$$

A separação da potência S_e pode ser resumida pela Fig. 1 e pela Tabela I.

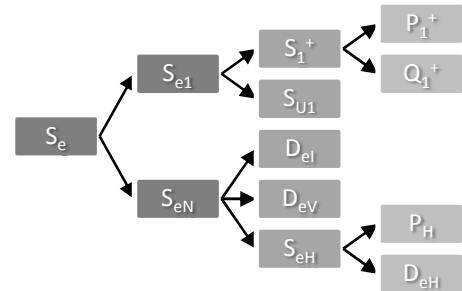


Fig. 1. Potências Aparentes da resolução IEEE Std. 1459 [4].

TABELA I. POTÊNCIAS TRIFÁSICAS DEFINIDAS PELA IEEE STD. 1459 [1]

	Combinada	Fundamental	Não fundamental
Aparente (VA)	S_e	S_{e1} S_1^+ S_{1U}	S_{eN} S_{eH}
Ativa (W)	P	P_1^+	P_H
Não Ativa (var)	N	Q_1^+	D_{e1} D_{eV} D_{eH}
Fator de Potência	$P_F = P/S_e$	$P_{F1}^+ = P_1^+/S_1^+$	
Poluição Harmônica			S_{eN}/S_{e1}
Desequilíbrio		S_{1U}/S_1^+	

Outras duas importantes definições são a *taxa de distorção harmônica da tensão* e *taxa de distorção harmônica da corrente*:

$$THD_v = \frac{V_{eH}}{V_e} \quad (22)$$

$$THD_i = \frac{I_{eH}}{I_e} \quad (23)$$

Por fim, pode-se definir então *fator de potência efetivo e fator de potência fundamental*:

$$PF = \frac{P}{S_e} \quad (24)$$

$$PF^+ = \frac{P^+}{S^+} \quad (25)$$

Em síntese, nota-se que as *potências ativas, reativas e aparentes de sequência positiva fundamental* são isoladas como se elas fossem as únicas componentes de potência em um sistema idealmente balanceado e senoidal.

Assim, o *fator de potência de sequência positiva* é um valor chave que permite quantificar e ajustar o fluxo da potência reativa fundamental. Já a *potência aparente não fundamental* pode ser vista como um indicador global da distorção do sistema.

Porém, a potência S_{en} não é capaz de prover qualquer informação a respeito da fonte harmônica, então não é possível determinar se essas componentes fluem da carga para o sistema ou do sistema para a carga [3].

III – A TRANSFORMADA SÍNCRONA

Esta técnica consiste fundamentalmente em uma transformação de coordenadas (abc para dq0), onde a componente de frequência fundamental do sistema, seja corrente ou tensão, é transformada numa componente contínua; tornando-a eficiente no que tange à separação das componentes de sequência positiva, negativa e zero.

A implementação da referência síncrona para extração em tempo real das variáveis do sistema elétrico se dá em duas etapas, descritas a seguir.

Primeiramente, as correntes e tensões do sistema trifásico são transformadas para um sistema de referências estacionário, composto por dois vetores ortogonais. Essa transformação é conhecida como Transformada de Clarke, e sua matriz de transformação está mostrada em (26):

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (26)$$

A Fig. 2 apresenta o digrama fasorial da Transformada de Clarke, para circuitos de sequência positiva e negativa:

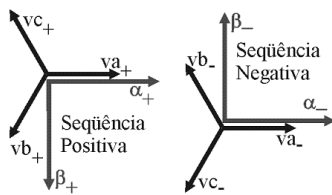


Fig. 2. Diagrama Fasorial Transformada de Clarke

A componente X_o é a componente de sequência zero do sistema e só existirá em sistemas desequilibrados. Para a corrente, X_o existirá se o condutor de neutro existir (sistema trifásico a quatro fios), e será tratada separadamente.

Em seguida, uma nova transformação de coordenadas é realizada, criando-se uma referência síncrona rotativa, onde os dois vetores ortogonais giram agora com a frequência da rede. Esta transformação é conhecida como Transformada de Park e pode ser mostrada a partir das equações mostradas a seguir:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(we) & -\text{sen}(we) \\ \text{sen}(we) & \cos(we) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (27)$$

Assim, a transformada de Park, pode ser sintetizada como uma mudança de referencial, onde a referência é, nesta aplicação, a frequência da rede. A componente fundamental equivale-se então a uma componente contínua, que por sua vez pode ser facilmente extraída através de um filtro passa-baixas. É importante notar, que desde que o sinal a ser extraído seja contínuo em ambos os eixos d e q , a filtragem na referência síncrona é imune a quaisquer erros de fase a ser introduzidos pelo filtro passa-baixas, o que torna esse método muito mais vantajoso quando comparado a uma filtragem comum.

Após a separação da componente fundamental das harmônicas é preciso retornar o sistema para o eixo de coordenadas abc. Para isso, utiliza-se a Transformada Inversa de Park, que traz a componente do sistema em que se deseja recuperar para o sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$, como mostra (28):

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(we) & \text{sen}(we) \\ -\text{sen}(we) & \cos(we) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (28)$$

Finalmente a componente de referência estacionária é transformada para o sistema de coordenadas abc, através da Transformada Inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \quad (29)$$

Os vetores unitários $\text{sen}(we)$ e $\cos(we)$ em fase com o sistema são obtidos através de um PLL (*Phase Locked Loop*), proposto em [7], descrito como uma malha de controle cuja função é manter dois sinais sincronizados. Logo, esse sistema é capaz de gerar um sinal em perfeita sincronia com a rede.

A obtenção das componentes de sequência positiva e negativa depende de como essa sincronização é feita. Assim, utilizando-se na Transformada de Park os vetores de seno e cosseno gerados por um PLL de sequência positiva, a componente contínua passa a ser a componente fundamental de sequência positiva, ao passo que ao utilizarmos um PLL de sequência negativa, temos como resultado a componente fundamental de sequência negativa.

Para obter a componente de sequência zero nos casos em que o sistema é desequilibrado e a quatro fios, utilizamos uma modificação da Transformada de Park, sendo adaptada para uma transformada monofásica [6]. Essa transformada possui as mesmas características que a anterior e um

esquemático para obtenção da componente de sequência zero fundamental está mostrado na Fig. 3:

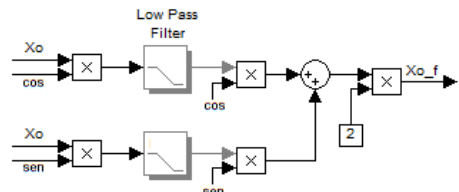


Fig. 3. Diagrama de Blocos da Transformada Síncrona Monofásica.

Obtidas as componentes fundamentais de sequência positiva, negativa e zero, através do método descrito pode-se então calcular as potências propostas pela IEEE Std. 1459-2010. Os filtros utilizados nos eixos síncronos são otimizados para diminuir os erros em regime permanente e melhorar sua resposta dinâmica. Este método foi proposta em [5].

IV – ALGORITMO PROPOSTO

A base do algoritmo proposto é a Transformada Síncrona e é importante ressaltar que esta ferramenta separa as componentes fundamentais e harmônicas do sinal no domínio do tempo. Porém o cálculo de potências proposto pelo IEEE se baseia apenas em valores eficazes. Para isso torna-se necessário desenvolver algoritmos auxiliares para o cálculo de *valor rms* e *valor médio* em tempo real.

O cálculo das tensões e correntes eficazes resulta nas *tensões e correntes efetivas* (harmônicas e fundamentais), que servem de base para o cálculo de grande parte das potências.

Apenas as potências ativas do sistema não dependem da *tensão e da corrente efetiva*. Por isso, os cálculos das potências ativas P e P_1 , são realizados no domínio do tempo de forma que a potências ativas sejam dadas pelo valor médio das potências instantâneas:

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (30)$$

$$p_1(t) = v_{a1} i_{a1} + v_{b1} i_{b1} + v_{c1} i_{c1} \quad (31)$$

Esses algoritmos são inicialmente desenvolvidos no *Matlab*, com taxa de amostragem de $25\mu s$. As transformadas são implementadas no *simulink*, como mostra a Fig. 4, de modo a representar o sistema real, e os algoritmos para o cálculo de valor rms e valor médio, são executados ponto a ponto.

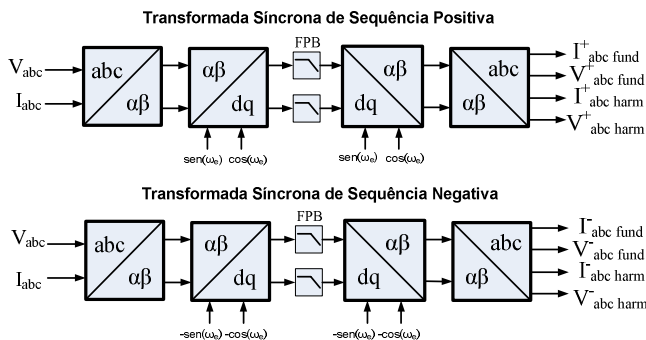


Fig. 4. Esquemático da Transformada Síncrona

Em seguida, esses algoritmos são implementados em um sistema real, utilizando o DSP TMS320F2812, sensores hall para leituras das tensões e das correntes e um sistema de condicionamento de sinais adequado para que seus valores fossem interpretados corretamente pelo DSP.

V- RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Com o objetivo de comprovar o funcionamento do algoritmo proposto, três tipos de cargas são simuladas:

- Carga RL: $R = 10[\Omega]$ e $L = 12[mH]$;
- Carga R Desequilibrada: $R_a = R_c = 10[\Omega]$ e $R_b = 20[\Omega]$;
- Carga não linear.

As potências calculadas estão apresentadas em Fig. 5, 6 e 7, e nas Tabela II e III.

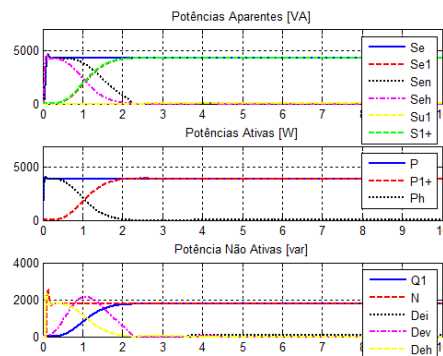


Fig. 5. Potências para Carga RL.

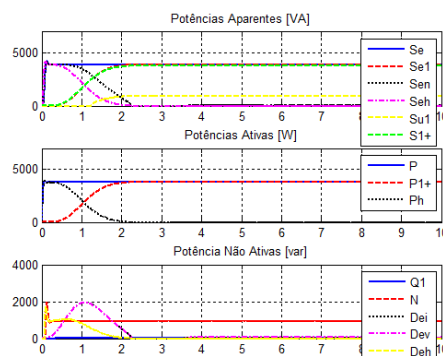


Fig. 6. Potências para Carga R Desequilibrada.

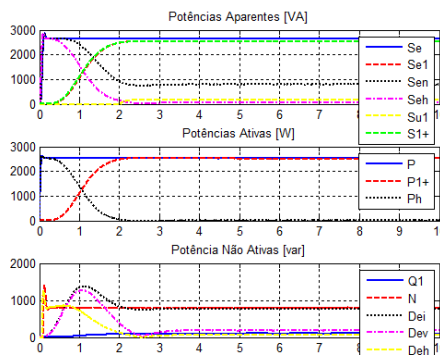


Fig. 7. Potências para Carga não linear.

TABELA II. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO - POTÊNCIAS

	Carga RL	Carga Desequilibrada	Carga não linear
Aparente [VA]			
S_e	4292	3881	2272
S_{e1}	4292	3886	2169
S_{eN}	0	50	677
S_{eH}	0	0	50
S_{ul}	0	935	150
S_{1+}	0	3772	2163
Ativa [W]			
P	3919	3773	2170
P_1	3919	3772	2163
P_H	0	0	4
Não Ativa [Var]			
Q	1751	890	686
Q_1	1751	0	0
D_{e1}	0	0	657
D_{eV}	0	50	150
D_{eH}	0	0	50

TABELA III. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO - ÍNDICES

	Carga RL	Carga Desequilibrada	Carga não linear
THD_v	0 %	0%	7.5 %
THD_i	0%	0%	30 %
Poliuição Harmônica	0%	0%	32 %
Fator de Desequilíbrio	0	0.25	0
FP	0.913	0.97	0.95
FP⁺	0.913	1	1

VI- RESULTADOS PRÁTICOS

Para comprovar a eficiência do algoritmo em um equipamento de medição real são necessários resultados práticos. Para isso utilizou-se uma ponte retificadora não controlada e resistores de carga, $R_{dc} = 35[\Omega]$.

As variáveis do sistema são amostradas a uma taxa de $25\mu s$. No primeiro ciclo de execução são obtidas as componentes fundamentais e harmônicas da tensão e da corrente no domínio do tempo, provenientes da transformada síncrona. No ciclo subsequente são executados os algoritmos de cálculo de valor médio, valor rms e potências propostas pelo IEEE. Portanto, os cálculos são processados pelo DSP em dois ciclos, ou seja, em $50\mu s$.

O tempo de resposta dos filtros passa-baixa, necessários para a separação da componente fundamental das demais, que é otimizado pelo algoritmo proposto em [5], e possui tempo de acomodação de aproximadamente meio ciclo da frequência fundamental. Portanto, o tempo total de processamento e de resposta dinâmica (dadas variações de carga no sistema) do algoritmo é de meio ciclo da componente fundamental.

Os resultados são exibidos através do programa *Code Composer*. A Fig. 8 mostra a corrente e a tensão do sistema e suas parcelas fundamentais, extraídas através da transformada síncrona.

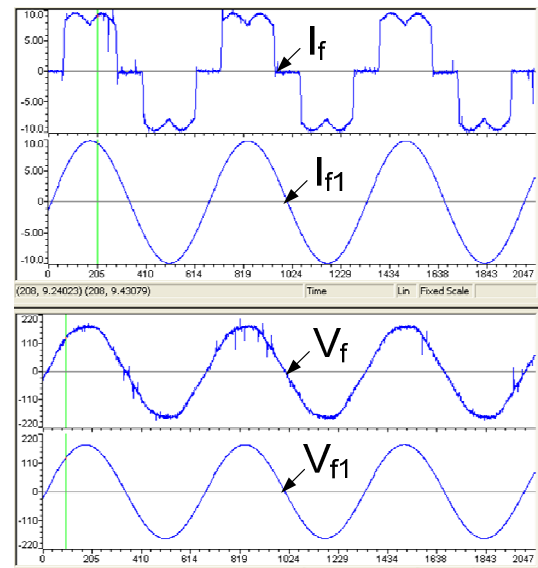


Fig. 8. Corrente e Tensão do Sistema e Fundamental.

Em seguida, são mostradas as tensões e correntes efetivas do sistema (total, fundamental e harmônica). A Fig. 9 mostra V_e e I_e .

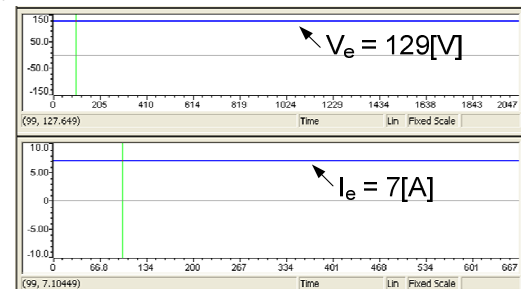


Fig. 9. Tensão e Corrente Efetiva.

A partir das tensões e correntes efetivas as potências aparentes e os indicadores propostos pelo IEEE são apresentados nas Fig. 10 e 11:

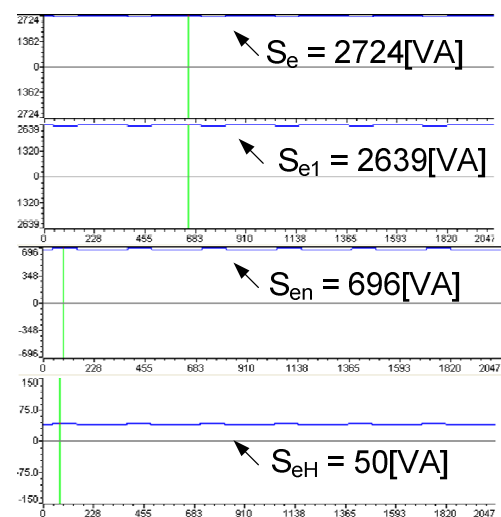


Fig. 10. Potências Aparentes.

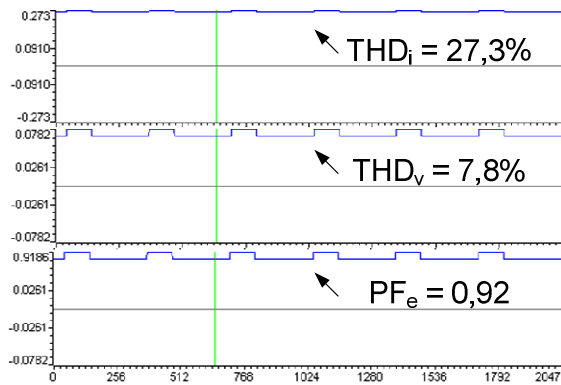


Figura 11: Taxa de Distorção Harmônica da Corrente e da Tensão e Fator de Potência Efetivo

Como parâmetros de comparação são mostrados também os resultados do medidor de qualidade *FLUKE435*, para o sistema real e estão mostrados nas Fig. 12 e 13:

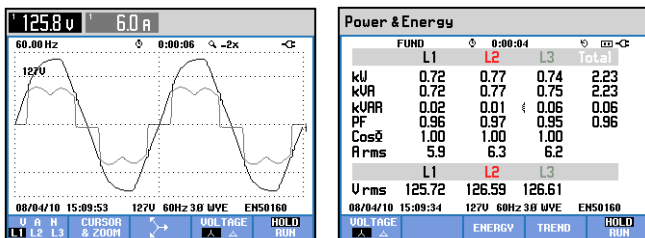


Fig. 12. Resultados do Fluke: Tensão, Corrente e Potências

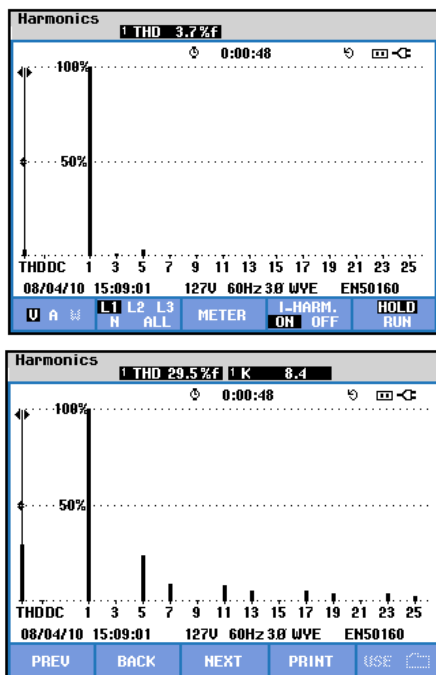


Fig. 13. Taxa de Distorção Harmônica da Tensão e da Corrente

Analisando-se os resultados do *FLUKE*, é visível que tratam-se de técnicas diferentes de cálculo de potências. Reforçando o fato de que ainda não existe uma norma que padronize esses tipos de medições.

VII - CONCLUSÕES

Neste artigo foi desenvolvido um algoritmo para cálculo de potências em condições não senoidais e desequilibradas, a partir do IEEE Std. 1459-2010, utilizando como principal ferramenta a transformada síncrona.

Sem dúvida, a transformada síncrona é um método muito eficaz, pois é capaz de ser implementada no DSP e fornecer, em tempo real, as componentes harmônicas e fundamentais do sistema.

Analisando os resultados da simulação e da implementação prática algumas considerações a respeito das definições de potência do IEEE podem ser feitas:

- O fator de potência efetivo é apenas um indicador global, que não fornece individualmente qual parcela ocorre devido a distorção, ao desequilíbrio ou reativo do sistema;
- A potência Não Ativa S_{en} não é capaz de prover qualquer informação a respeito da fonte harmônica, assim não é possível determinar se os harmônicos fluem da fonte para a carga ou da carga para fonte.

As definições do IEEE dentre as demais é a que possui implementação prática mais viável. Porém, muito deve ser discutido a cerca destas definições antes de sua utilização na prática.

AGRADECIMENTOS

Nosso reconhecimento e gratidão à FAPEMIG pelos recursos concedidos para o projeto de pesquisa e à CAPES pela bolsa de pós-graduação.

REFERÊNCIAS

- [1] "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), vol., no., pp.1-40, March 2010.
- [2] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, "A virtual instrument for the measurement of IEEE Std 1459-2000 power quantities" *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2005. IMTC 2005. Proceedings of the IEEE, vol.2, no., pp.1513-1518, 16-19 May 2005.
- [3] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio "A time domain approach for IEEE Std 1459-2010 powers measurement in distorted and unbalanced power systems" *IMTC 2004 – Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Como, Italy, 20-22 May 2004.
- [4] Alexander Eigeles Emanuel, Fellow, IEEE, "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions" *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 40, No. 3, May/June 2004.
- [5] Li Zhongshen, "Design and Analysis of Improved Butterworth Low Pass Filter" *Electronic Measurement & Instruments*, 2009. ICEMI '09. 9th International Conference on.
- [6] C.H. da Silva; R.R. Pereira; L.E.B da Silva; G Lambert-Torres;, "Modified Synchronous Reference Frame strategy for single phase hybrid active power filter," *Harmonics and Quality of Power*, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on, vol., no., pp.1-4, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [7] C.H. da Silva; R.R. Pereira; L.E.B da Silva; G Lambert-Torres;, B.K. Bose; S.U. Ahn;, "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol.57, no.11, pp.3814-3821, Nov. 2010

Desempenho do UHPQC - Compensação do Fator de Potência de Deslocamento e Mitigação Harmônica

Carlos H. da Silva, Rondineli R. Pereira, Luiz E. B. da Silva, Germano L. Torres, R. B. Gonzatti, Silvia C. Ferreira
UNIFEI, Universidade Federal de Itajubá – Av. BPS, nº 1303, Pinheirinho, Itajubá - MG

João Onofre P. Pinto

UFMS, Universidade Federal do Mato Grosso do Sul - Cidade Universitária, Campo Grande - MS

Se Un Ahn

CPFL Energia Piratininga – Rodovia Campinas Mogi-Mirim Km 2,5, Bloco III - 3º andar, Campinas - SP

Resumo — Recentemente proposto como um condicionador unificado híbrido, o Unified Hybrid Power Quality Conditioner (UHPQC) tem despertado grande interesse. Sob esta ótica, este artigo tem como proposta, avaliar o desempenho desta nova topologia. Este condicionador manipula, simultaneamente e de maneira contínua, o fator de potência de deslocamento e também mitiga o componente harmônico dominante da corrente da fonte. A estrutura é composta por um Filtro Ativo de Potência em série com um filtro passivo sintonizado. O objetivo principal deste compensador é controlar a potência reativa injetada pelo filtro passivo no sistema controlando a tensão aplicada sobre seus terminais e, simultaneamente, compensar o componente harmônico dominante da corrente na fonte. O sistema automaticamente compensa o fluxo de potência harmônica e potência reativa de maneira a garantir o fator de potência de deslocamento desejado (DPF) e baixa distorção harmônica. Nenhuma informação sobre os parâmetros do sistema de potência é necessária para operação correta desta topologia. Resultados práticos obtidos a partir de um protótipo monofásico são apresentados e discutidos.

Palavras-chaves — Filtro ativo híbrido, Fator de potência de deslocamento, Harmônico dominante.

I. INTRODUÇÃO

A topologia proposta unifica duas estruturas já testadas, o Selective-Tuned Hybrid Active Series Filter (ST-HASF) [1] e o HAVarC [2][3]. O condicionador proposto é composto por um Filtro Ativo de Potência (APF) de pequena potência em série com um filtro passivo. Esta topologia, mostrada na Fig. 1, é capaz de controlar a potência reativa injetada pelo Filtro Passivo no sistema controlando a tensão aplicada aos seus terminais e pode também sintonizar o filtro passivo para o harmônico de corrente dominante. A idéia principal por trás da topologia do UHPQC é implementar duas impedâncias ativas em série, uma na frequência fundamental e outra na frequência do harmônico de corrente dominante, utilizando apenas um conversor de potência.

Deve-se notar que o Unified Power Quality Conditioner (UPQC) clássico é implementado utilizando dois conversores [4][5].

O UHPQC cria uma impedância ativa variável na frequência fundamental e um curto-circuito harmônico para a frequência do harmônico dominante, mantendo-se um circuito aberto para as frequências dos harmônicos não dominantes. O sistema automaticamente compensa o fluxo de potência reativa de modo a garantir o fator de potência de deslocamento e eliminar completamente a corrente harmônica dominante da fonte, independente dos parâmetros do sistema de potência.

Quando o UHPQC opera como um controlador de potência reativa, o fator de potência de deslocamento real da fonte é calculado e a tensão fundamental imposta ao filtro passivo é controlada. Esta ação é efetuada pelo inversor do APF que aplica, em série com o filtro passivo, uma tensão com amplitude e fase apropriadas, de modo a aumentar ou reduzir a quantidade de potência reativa injetada no sistema.

Complementarmente, o UHPQC também impõe uma tensão harmônica com fase e amplitude adequadas, relacionada ao harmônico dominante de corrente, em série com o filtro passivo, de modo a ajustar os fatores de Qualidade e de Sintonia. Assim, o filtro passivo alcança características de filtro ideal na frequência do harmônico dominante, isto é, impedância zero. Para as demais frequências harmônicas o compensador age como um circuito aberto.

É importante notar que a potência do Filtro Ativo, na configuração proposta, é apenas 10% da potência reativa total provida pelo filtro passivo. O fluxo de potência reativa pode ser controlado continuamente de 20% a 120% da potência do banco de capacitores, limitado apenas pela máxima tensão aceita pelo banco.

A estratégia de controle assim como os detalhes da implementação são descritos. Resultados práticos demonstrando a eficiência da técnica também são discutidos. A metodologia foi testada em um protótipo monofásico utilizando um DSP TMS320F2812 como processador em tempo real.

Carlos H. da Silva, carloschedas@unifei.edu.br, Rondineli R. Pereira, rondinelipereira@yahoo.com.br, Luiz E. B. da Silva, leborges@unifei.edu.br, Germano L. Torres, germanoltorres@gmail.com, Robson B. Gonzatti, bauwelz@gmail.com, Silvia C. Ferreira, silvia_ferreira88@yahoo.com.br, João Onofre P. Pinto, jpinto@nin.ufms.br, Se Un Ahn, seun@cpfl.com.br.

II. DESCRIÇÃO DO COMPENSADOR ATIVO HÍBRIDO

A Fig. 1 mostra o Unified Hybrid Power Quality Conditioner que combina um filtro ativo com um filtro passivo.

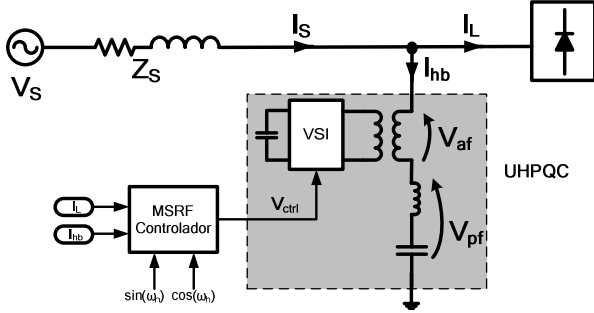


Fig. 1. Diagrama esquemático do UHPQC

O Filtro Ativo de Potência (APF) trabalha como duas fontes de tensão controláveis e independentes. Estas fontes são controladas de maneira a garantir uma tensão apropriada à frequência fundamental e à frequência harmônica dominante.

O comando para a tensão instantânea, na frequência fundamental, é calculado baseado na tensão sobre o filtro passivo e também proporcional ao fator de potência de deslocamento, dada por (1).

$$\vec{V}_{af\ f_0} = K_{var} \cdot \vec{V}_{pf\ f_0} \quad (1)$$

A estratégia de controle é baseada em (2).

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{af} + \vec{V}_{pf} \quad (2)$$

Onde V_s é a tensão da fonte, V_{af} é a tensão imposta pelo Filtro Ativo, V_{pf} é a tensão no filtro passivo e f_0 é o índice indicando a frequência fundamental.

Para a frequência harmônica dominante da corrente, o comando para a tensão AC instantâneo é calculado em função da tensão harmônica sobre o filtro passivo e dado por (3).

$$\vec{V}_{af\ f_{dh}} = -K_{af} \cdot \vec{V}_{pf\ f_{dh}} \quad (3)$$

As constantes K_{var} (1) e K_{af} (3) são os ganhos do filtro ativo para as frequências fundamental e do harmônico dominante, respectivamente.

Se K_{af} é unitário, sob condição de controle ideal, a tensão harmônica, que aparece devido à impedância não desprezível do filtro passivo, é cancelada. Desta maneira, um caminho de baixa impedância para a corrente harmônica dominante é criado.

Em um filtro passivo, o fator de sintonia δ define o quanto a frequência de ressonância do filtro varia devido às variações na frequência do sistema de potência e nos parâmetros do filtro L_f e C_f . Os valores de L_f e C_f podem mudar devido ao envelhecimento, temperatura ou tolerâncias de projeto. O fator

de sintonia pode ser definido em termos da variação da frequência e dos parâmetros, como

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (4)$$

onde:

Δf é a variação da frequência em torno do valor nominal f_n ;

ΔL é a variação na indutância em torno do valor nominal L_n

e

ΔC é a variação na capacitância em torno do valor nominal C_n .

Um parâmetro adicional importante que deve ser considerado no projeto do filtro passivo e que tem uma grande influência na compensação híbrida é o fator de qualidade Q . O fator de qualidade de um filtro passivo é definido por (5).

$$Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (5)$$

onde R_f , L_f , e C_f são os valores da resistência, indutância e capacitância do filtro passivo.

Um baixo valor no fator de qualidade e/ou alto valor no fator de sintonia aumenta a impedância do filtro passivo na frequência harmônica desejada. Este efeito aumenta a amplitude da tensão imposta pelo filtro ativo a fim de manter uma compensação eficiente.

O circuito equivalente durante a compensação do UHPQC é mostrado na Fig. 2. As duas fontes controladas (frequência fundamental e harmônica) e suas respectivas impedâncias estão representadas.

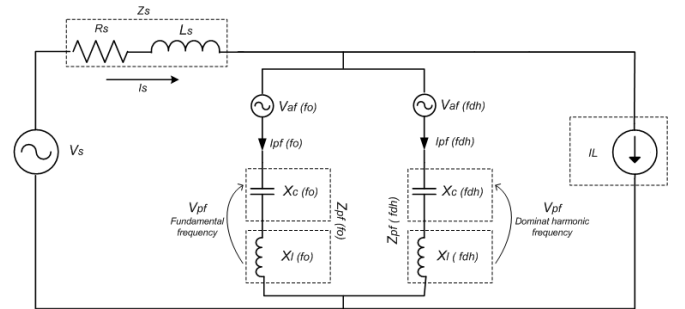


Fig. 2. Circuito equivalente durante compensação do UHPQC

Se a frequência de ressonância do filtro passivo LC desviar do valor especificado, o UHPQC pode eletronicamente re-sintonizá-lo para a frequência de projeto, ou até mesmo sintonizá-lo em outra frequência de ressonância escolhida [1].

A re-sintonia eletrônica do circuito LC é feita através da implementação de uma indutância ativa L_a . A frequência de ressonância do filtro passivo pode ser definida controlando-se esta indutância ativa da seguinte maneira:

$$f_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_f(L_f + L_a)}} \quad (6)$$

Desta forma, o filtro passivo pode ser re-sintonizado para qualquer frequência ao se escolher a indutância ativa apropriada [1].

O ganho do filtro ativo K_{af} , é então renomeado Impedância Ativa, (estendendo o conceito de Akagi/Fujita [6]). A impedância ativa K_{af} é, por conseguinte, composta por uma resistência $k = -R_f$ e por uma indutância ativa

$$k = j2\pi f_h L_a, \text{ formando } k_{af} = -R_f \pm j2\pi f_h L_a.$$

III. IMPLEMENTAÇÃO E OPERAÇÃO DO UHPQC

A Fig. 1 mostra o sistema proposto que consiste em um filtro ativo conectado em série com um filtro passivo sintonizado no quinto harmônico ($L_f = 4.7\text{mH}$ e $C_f = 60\mu\text{F}$).

O filtro ativo é composto por um inversor em ponte H conectado a um transformador de 1,5kVA, com relação de transformação de 1:4 (110/440V). A frequência de chaveamento do inversor é de 20kHz. A tensão do elo CC é regulada em 440V. A carga, não linear, é alimentada por uma tensão fase-neutro de 127 Vrms, e é implementada utilizando um retificador controlado de onda completa monofásico.

As variáveis do sistema são coletadas utilizando-se o analisador de QEE Fluke435, e o osciloscópio TPS2024.

O controlador implementado para execução da impedância ativa, baseado no oscilador de Coulon, é descrito em [8], [9].

O MSRF-PLL é utilizado para gerar os senos e cossenos, [10] e sincronizar o condicionador à rede. Este algoritmo manipula adequadamente variações abruptas de fase e frequência, distorções harmônicas, variações de amplitude e ruídos, inerentes a este tipo de aplicação.

IV. CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA REATIVA NO UHPQC

A quantidade de potência reativa manipulada pelo UHPQC é determinada pelo tamanho do filtro passivo e pela tensão aplicada a ele. Nesta topologia, a potência reativa injetada no sistema é controlada regulando a tensão aplicada ao filtro passivo. Embora o filtro passivo seja projetado para operar à tensão nominal da fonte, o UHPQC manipula esta tensão de maneira a controlar continuamente a potência reativa total entregue pelo sistema como um todo.

A topologia prevê três regiões de operação bem definidas.

OVERQ: a potência reativa Q entregue pelo filtro passivo é maior que a nominal. Esta situação é atingida aplicando ao filtro passivo uma tensão maior que 1,0 pu.

STDQ: a potência reativa Q entregue pelo filtro passivo é a nominal e a tensão aplicada ao filtro passivo é de 1,0 pu.

SUBQ: a potência reativa Q entregue pelo filtro passivo é menor que a nominal e a tensão aplicada ao filtro passivo varia entre 0,2 e 1 pu.

Resumindo, a operação do UHPQC sob frequência fundamental manipula a impedância equivalente do ramo híbrido (filtro ativo mais filtro passivo) de maneira a atingir o fator de potência de deslocamento desejado.

As figuras 3, 4 e 5 mostram a tensão na fonte, tensão no capacitor, corrente na fonte e corrente na carga para cada região de operação do UHPQC.

As figuras evidenciam o controle do fluxo de potência, sob variações de carga (ângulo de disparo do conversor), sempre mantendo o fator de potência de deslocamento próximo da unidade.

A Fig. 3 mostra a região OVERQ. Aqui, a tensão do filtro passivo é maior que a da fonte, 149 V e 130 V respectivamente. O ângulo de disparo da carga é ajustado em 55 graus.

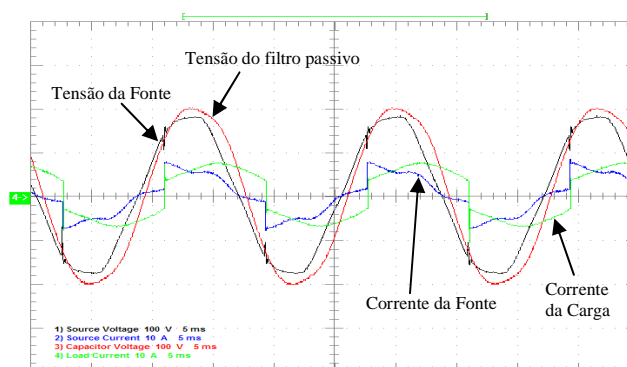


Fig. 3. Hybrid Active Var Compensator na Região OVERQ. Ângulo de disparo do conversor em 55 graus.

A Fig. 4 mostra a região STDQ, em que a tensão do filtro passivo é igual a da fonte, 130 V. O ângulo de disparo da carga é ajustado em 45 graus.

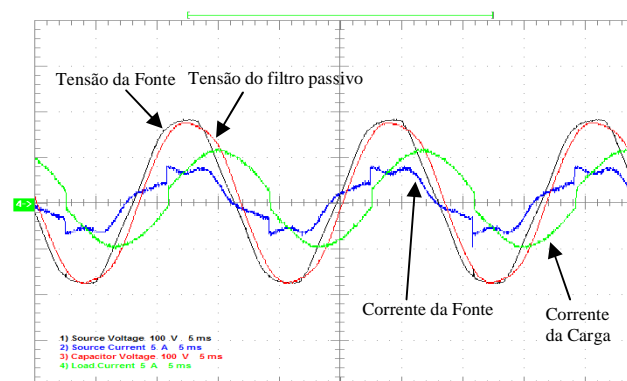


Fig. 4. Hybrid Active Var Compensator na Região STDQ. Ângulo de disparo do conversor em 45 graus.

A Fig. 5 mostra a região SUBQ. Aqui, a tensão do capacitor é menor que a da fonte, 53 V e 130 V respectivamente. O ângulo de disparo da carga é ajustado em 15 graus.

Quando o ângulo de disparo da carga diminui, a tensão imposta pelo filtro ativo deve subir, assim reduzindo a tensão aplicada sobre o filtro passivo.

Expressando em valores por unidade (pu), baseado nos valores nominais, os modos de operação OVERQ, STDQ e SUBQ fornecem potência reativa de 1,16 pu, 1 pu e 0,23 pu respectivamente.

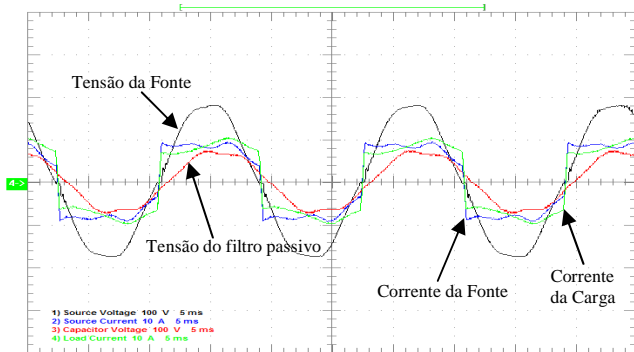


Fig. 5. Hybrid Active Var Compensator na Região SUBQ. Ângulo de disparo do conversor em 15 graus.

V. CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA HARMÔNICA NO UHPQC

Além da melhoria no fator de qualidade, a frequência de ressonância do filtro passivo pode ser mudada eletronicamente por uma indutância complementar L_a . Baseado nisso, a estratégia do UHPQC determina o harmônico dominante na corrente da fonte e o mitiga.

Todo o processo de mitigação do harmônico dominante é efetuado simultaneamente com a compensação de Var.

A Fig. 6 mostra o espectro da corrente da fonte em que o terceiro harmônico é dominante.

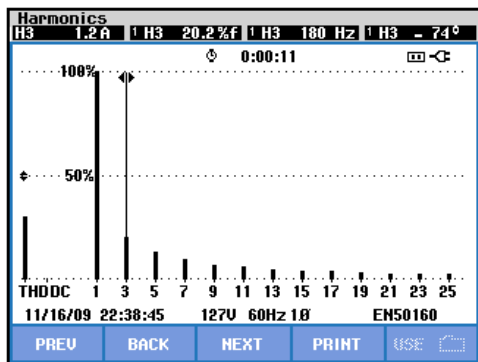


Fig. 6. Corrente na fonte com terceiro harmônico dominante.

Neste ponto de operação, a amplitude do quinto harmônico é 0,8 A contra 1,2 A da componente de terceiro harmônico. A corrente fundamental é de 5,8 A.

A Fig. 7 mostra a tensão e corrente na fonte, corrente na carga e tensão nos terminais do filtro passivo sem a compensação do harmônico dominante pelo UHPQC.

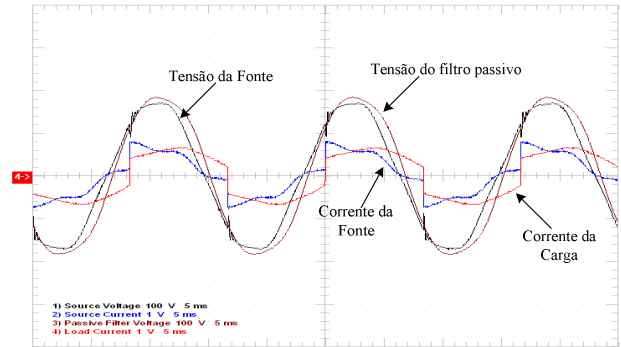


Fig. 7. Variáveis do sistema sem a compensação do harmônico dominante pelo UHPQC

Neste ponto de operação, o retificador controlado absorve 325 Var da fonte sendo adequadamente compensado pelo UHPQC como mostrado na Fig. 8, onde $\cos\Phi = 1$.

Power & Energy		
FUND 0:00:07		
	L1	Total
kW	0.729	0.729
kVA	0.730	0.730
kVAR	0.025	0.025
PF	0.97	0.97
Cos ϕ	1.00	
A _{rms}	6.01	
L1		
V _{rms}	124.67	
11/16/09 22:37:01 127V 60Hz 1Ø EN50160		
PREV	BACK	NEXT PRINT USE

Fig. 8. Compensação do fator de potência de deslocamento antes da mitigação do harmônico dominante pelo UHPQC.

A Fig. 9 mostra a tensão e corrente na fonte, corrente na carga e tensão nos terminais do filtro passivo, após o UHPQC iniciar a compensação do harmônico dominante.

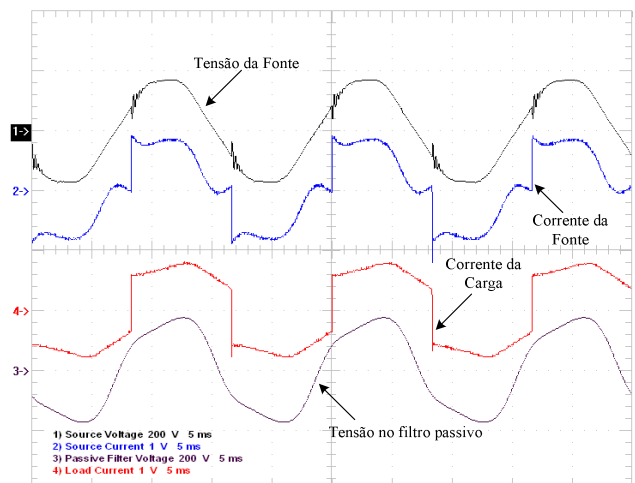


Fig. 9. Variáveis do sistema com a mitigação do harmônico dominante pelo UHPQC

O espectro da corrente na fonte, mostrado na Fig. 10, confirma a mitigação do harmônico dominante pela implementação da impedância harmônica ativa, simultaneamente à compensação de Var.

Deve-se notar que a amplitude do terceiro harmônico de corrente é reduzida de 20,2% para 0,4%, apesar de o filtro passivo ter sido projetado para mitigar o quinto harmônico.

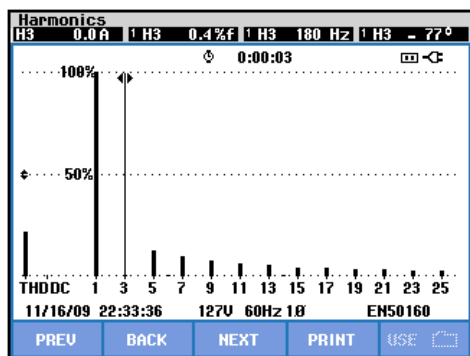


Fig. 10. Espectro da corrente na fonte durante mitigação do harmônico dominante pelo UHPQC.

VI. CONCLUSÃO

A topologia proposta é capaz de controlar, ao mesmo tempo, o fator de potência de deslocamento e mitigar a componente harmônica dominante da corrente do sistema utilizando um único conversor de potência.

Seu princípio de operação permite, eletronicamente, reconfigurar os filtros passivos independentemente da frequência de sintonia pré-estabelecida em projeto.

Desta maneira, o Unified Hybrid Power Quality Conditioner (UHPQC), após manejo adequado das variáveis discutidas, pode compensar o fator de potência de deslocamento, mitigar componentes harmônicos dominantes ou não, e consequentemente fazer regulação de tensão na barra.

Por conseguinte, as desvantagens inerentes aos filtros passivos são eliminadas e também as características de compensação dos filtros passivos já instalados podem ser significativamente aprimoradas ou até mesmo alteradas. O DSP como unidade de controle é essencial.

AGRADECIMENTOS

Nosso reconhecimento e gratidão à FAPEMIG pelos recursos concedidos para o projeto de pesquisa e à CAPES pela bolsa de pós-graduação.

REFERÊNCIAS

[1] da Silva, C.H., Pereira, R.R., da Silva, L.E.B., Lambert-Torres, G., Pinto, J.O.P. "Modified Synchronous Reference Frame Strategy for Selective-Tuned Single Phase Hybrid Active Power Filter" IEEE/IAS, Annual Meeting, 2009.

[2] da Silva, C.H., Pereira, R.R., da Silva, L.E.B., Lambert-Torres, G. "A Hybrid Active Var Compensator (HAVarC)" IEEE/IECON 2009, 2009.

[3] Annabelle van Zyl, Johan H.R. Einslin and René Spée, "A new Unified Approach to Power Quality Management" IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, N° 5, pp. 691-697, 1996.

[4] H. Fujita, H. Akagi, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems" IEEE Trans. Power Electronics. Vol.13, No 2, pp 315-322, 1998.

[5] V. Khadkikar, A. Chandra, A. O. Barry, T. D. Nguyen, "Conceptual Study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC)", IEEE ISIE2006, Montreal, Canada, July, 2006.

[6] 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.

[7] 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", ISIE2007, Vigo, Spain, June, 2007.

[8] 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", IECON07, Taiwan, 2007.

[9] S.Bhattacharya, D.M.Divan "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System" IEEE/IAS Conf. Record,1995, pp 2531-2540.

[10] S.Bhattacharya, D.M.Divan, B.Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter" EPE Conf. Record,1991, Vol 3,pp 30-35.

[11] 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.

[12] S.Bhattacharya, D.M.Divan, T.M.Frank, B.Banerjee "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.

[13] F.Z.Peng, 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.

[14] 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.

[15] 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.

[16] 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.

[17] da Silva, C.H.; Pereira, R.R.; da Silva, L.; Lambert-Torres, G.; Pinto, J.; Takauti, E.H.; "Modified Synchronous Reference Frame strategy for single phase hybrid active power filter" 13th IEEE ICHQP, 2008.

[18] da Silva, C.H.; Pereira, R.R.; da Silva, L.E.B.; Lambert-Torres, G.; Bose, B.K.; "Improving the dynamic response of shunt active power filter using modified Synchronous Reference Frame PLL" IEEE IECON 2008, 2008.

ACTIVE IMPEDANCE: A CLOSED-LOOP APPROACH ON HYBRID ACTIVE SERIES POWER FILTER

Carlos H. da Silva¹, R. B. Gonzatti¹, S. C. Ferreira¹, R. R. Pereira¹, L. E. Borges da Silva¹, G. Lambert-Torres¹, Se Un Ahn²

1 - Federal University of Itajuba – UNIFEI, Itajuba - Brazil
 carloschedas@unifei.edu.br, leborges@unifei.edu.br
 2 – CPFL Energia – Piratininga - Brazil

Abstract: Hybrid active series power filters, as originally proposed, presents a way to improve the physical limitation of tuned passive filters. However these improvements are restricted to a single filter parameter: quality or tuned factor. To overcome these limitations, the *active impedance* has been proposed. By handling, at the same time, the quality and the tuned factor the topology is able to compensate multiple harmonic current just by using a single tuned passive filter. In this paper the details about *active impedance* concept are demonstrated. An appropriated control strategy based on *P+Resonant Controller* is used to implement the active filter complex gain. The performance of the hybrid active filter based on *active impedance* under multiples harmonics frequencies is investigated and confirms to be more efficient than those reported in the literature. The control algorithm is executed using the DSP TMS320F2812 and the inverter switching frequency is 20 kHz.

Keywords – active impedance, active resistance, harmonic compensation, hybrid filter, tuned passive filter.

I. INTRODUCTION

It is well known that tuned passive filter's efficiency is strongly dependent of source equivalent impedance, quality factor and tuned factor. The hybrid active series power filters, as proposed in the literature, composed by one active filter associated in series with a tuned passive filter [1]-[4], have been conceived to improve the drawbacks of passive filters.

Firstly, the harmonic voltage appearing across the passive filter terminal due to non-negligible impedance can be cancelled to provide a low impedance branch for specific harmonic current. In other words, a severe harmonic short circuit is created by active resistance implementation [2], which strongly improves the passive filter quality factor.

In synthesis, the objective of active resistance is only eliminating the residual resistance of passive filter components, assuming that it has been properly tuned.

Besides the quality factor being an important parameter concerning the passive filter's performance, it is not the only one. The tuned factor deviation also deteriorates the passive filter performance and must be taken in account. To deal with tuned factor deviation, a fine-tuning of the LC shunt circuit has been proposed [5]. The developed strategy implements, electronically, a complementary inductance in order to compensate the drift of resonant frequency.

However, neither the solution proposed by Fujita and Akagi nor the solution proposed by Turunen et al. contemplates the improvement of passive filter performance as a whole.

Recently, an association of active resistance and active inductance has been reported [6] showing that it is possible to simultaneously improve the quality and tuned factor of passive filter. This approach represents an extension of the concepts: *active resistance* proposed by Fujita and Akagi and *active inductance* proposed by Turunen et al., to a new concept called *active impedance*. So, all previous works concentrate their contributions to overwhelm the drawbacks of passive filter performance.

Fig.1 shows the topology on hybrid series active filter based on *active impedance* concept, where the passive filter is tuned around third harmonic frequency. The topology, unconditionally, must use an appropriate control algorithm to tune the equivalent hybrid branch to filter multiples harmonics frequencies. Observe that all these features are implemented and function simultaneously.

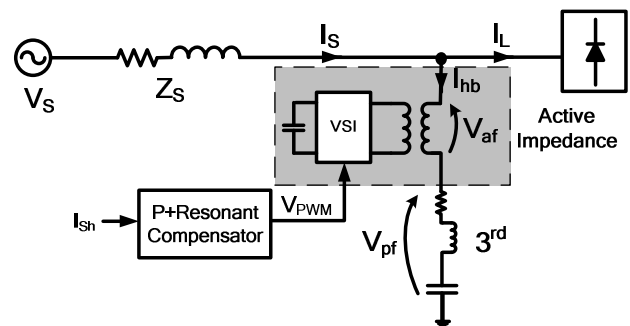


Fig. 1. Hybrid branch topology

Conceptually, the active filter gain, conceived in this way, can be defined as *active impedance*, or expressed in terms of *complex gain*.

This paper describes the operational principles involved in manipulating the electrical variables of the *active impedance* and its control strategies, based on P+Resonant (P+R) Controller [7].

All practical results presented, to validate the proposition, were developed on a single-phase prototype using, as control

unit, the DSP TMS320F2812.

II. HYBRID ACTIVE FILTER FUNDAMENTALS

Fig.1 shows the hybrid branch which combines an active filter and a passive filter. The active filter is a controllable voltage source which provides any desired voltage, at fundamental or harmonic frequencies.

Considering the command of instantaneous voltage of active filter, V_{af} is given by

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

where, K_{af} is the active filter gain and V_{pf} is the specific harmonic voltage across the passive filter.

Under ideal control conditions, $K_{af} = 1$ and, the specific harmonic voltage on the hybrid branch is zero, resulting in a short-circuit in that frequency.

Assuming the source voltage is free from harmonics, (2) is satisfied since K_{af} is unity, under ideal conditions.

$$V_s(h) = V_{af}(h) + V_{pf}(h) \quad (2)$$

Under real conditions, the information about the harmonics flowing through the hybrid branch depends on the voltage source distortion and load current harmonics. So, (1) can be rewritten as,

$$V_{af} = -K_{af} (V_{sh} \cdot (Z_{hb}/Z_s) + Z_{hb} \cdot I_{Lh}) \quad (3)$$

where V_{sh} is the harmonic source voltage, Z_{hb} is the equivalent passive intrinsic impedance of the transformer ($Z_t = r_t + jX_t$) plus that of the passive filter ($Z_{pf} = r_{pf} \pm jX_{pf}$), Z_s is the source equivalent impedance and I_{Lh} is the harmonic load current.

III. ACTIVE IMPEDANCE PRINCIPLES

Two important performance indexes must be taken in account when talking about filtering (passive or active), the tuned factor and the quality factor.

The tuned factor δ defines the changes in the resonant frequency due parameters variations. The tuned factor can be defined in terms of frequency and parameter variation, such as

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (4)$$

where Δf is the frequency variation around the nominal value f_n , ΔL is the inductance variation around the

nominal value L_n , and ΔC is the capacitance variation around the nominal value C_n .

Another important parameter to be considered in filter design, which has a strong influence in harmonic compensation, is the quality factor Q , defined by

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

where r , L , and C are the resistance, inductance and capacitance values of the filter.

Since the tuned factor and the quality factor modify the filter bandwidth and the harmonic filter equivalent impedance, at the resonant frequency, their values must be carefully selected in order to maintain the compensation effectiveness.

The filter resonance frequency can be selected by controlling the inductance L and the capacitance C , as follows:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

Applied to the proposed concept of *active impedance*, C represents the capacitor bank and L represents the transformer and passive filter inductance plus the imaginary part of the *active impedance* imposed by the active filter.

In the same way, the quality factor can be related to *active impedance* concept rewriting (5) as follows:

$$Q = \frac{1}{(r_t + r_{pf} + r_{active})} \sqrt{\frac{(L_t + L_{pf} + L_{active})}{C}} \quad (7)$$

where L_t is the transformer equivalent inductance, r_t is the transformer equivalent resistance, L_{pf} is the passive filter inductance and r_{pf} is the passive filter resistance. The L_{active} and r_{active} are respectively the real and imaginary part of extended concept of the active filter gain K_{af} , referred as *active impedance*.

$$k_{af} = -r_{active} \pm j2\pi f L_{active} \quad (8)$$

The real and imaginary parts of the active impedance are manipulated independently by the active filter in order to adjust the hybrid branch quality and tuned factor.

Also, it is important to notice the capability of this structure to manipulate multiple-selective tune characteristics at the same time. This feature emerges from the fact that each frequency stays in its own space and can be treated separately. It opens the possibility to simultaneously

implement multiple active impedances.

The compensation for multiples tune frequencies can be reached according to (9).

$$\sum_{i=1}^N f(i) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2\pi \sqrt{(L_a(i) + L_t + L_{pf})C}} \right) \quad (9)$$

Where $L_a(i)$ is the component i of the active impedance which tuned the frequency $f(i)$. L_t is the transformer inductance when it is not negligible.

IV. ACTIVE IMPEDANCE CONTROL

Expanding (3), it gives an idea of the harmonic contributions of the load current and that of the source voltage.

$$V_{af} = - \left(\underbrace{K_{af} \cdot \frac{V_{sh}}{Z_{sh}} Z_{hb}}_{\text{source contribution}} + \underbrace{K_{af} \cdot Z_{hb} \cdot I_{Lh}}_{\text{load contribution}} \right) \quad (10)$$

To guaranty the hybrid active filter compensates only the load contribution, at the steady state condition, the equivalent gain has to be $K_{eq} = K_{af} \cdot Z_{hb}$. Therefore, the input to the *active impedance* controller is the difference between the load and the hybrid branch currents, i.e. the source current harmonic content.

When the two currents reach the same value, in modulus and phase, it means that all the harmonic content of the load is flowing through the hybrid branch. Then, the contribution from the source voltage distortion is isolated.

Fig. 2 shows this idea along with the K_{eq} calculation.

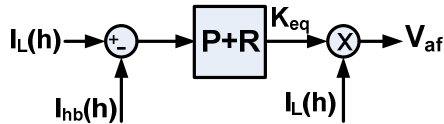


Fig. 2. Simplified *active impedance* control diagram

Fig. 3 shows the implemented *active impedance* controller in more details. The block named Coulon Oscillator has already been described in [8], [9].

The PLL algorithm used to generate the sinus and cosines, called Modified Synchronous Reference Frame PLL (MSRF-PLL), was already explained in [10].

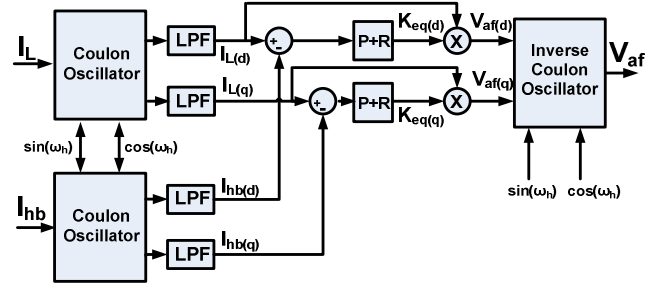


Fig. 3. *Active impedance* controller

V. SETUP CHARACTERISTICS

Fig. 1 shows a proposed system consisting of active filter connected in series with a third harmonic passive filter ($C_{pf} = 35\mu F$, $L_{pf} = 22mH$). The active filter is composed by H-bridge inverter connected to a 1.5kVA transformer with turn ratio of 1:4 (110/440V). The inverter switching frequency is 20 kHz. The active filter DC link voltage is regulated to 440 Vdc. The load is a full-bridge single-phase rectifier connected to a 30Ω resistance and 100mH inductance fed by a 127Vrms phase-neutral voltage. The system variables are acquired via data acquisition system NIDAQ 6215, Power Analyzer Fluke 435, oscilloscope Tektronix TPS 2024 and visualized via Wavestar software from Tektronix.

VI. PRACTICAL RESULTS IN SELECTIVE HARMONIC TUNING

Fig. 4 shows the power system signals (source voltage and currents), with the hybrid branch connected, but the inverter is switch off. The THD of load current is 36.85%.

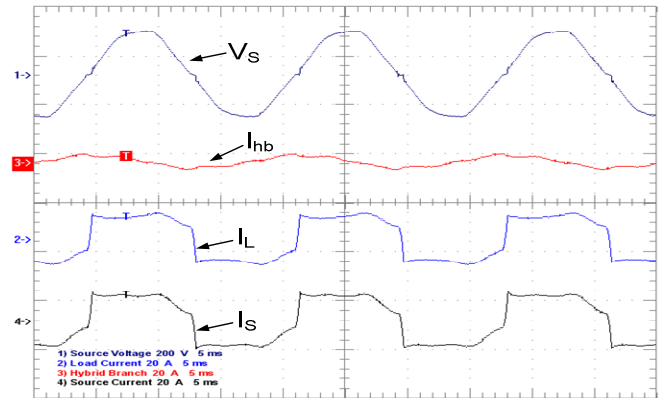


Fig. 4. Power System waveforms without harmonic compensation

Fig. 5 shows the source current (I_s) harmonic spectrum, before the active impedance implementation. The harmonic components of the current are 23.82%, 8.44% and 10.36% related to 180Hz, 300Hz and 420Hz respectively and the THD is 30.4%.

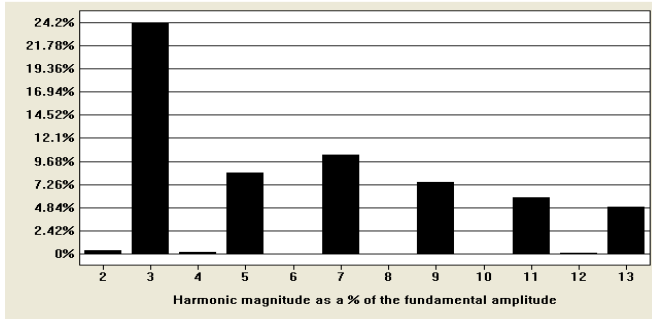


Fig. 5. Source Current Spectrum with the hybrid branch connected and not compensating

Fig. 6 shows the hybrid branch current spectrum without active compensation. Notice that, the non-ideality of the coupling transformer compromises the passive filter performance.

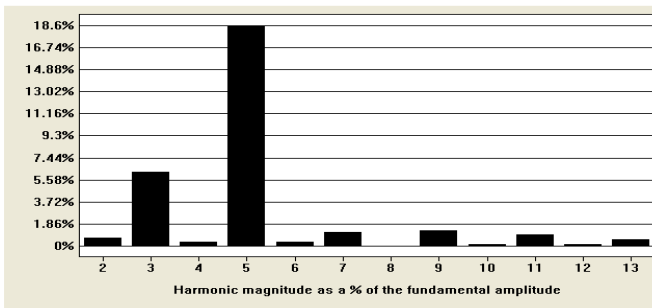


Fig. 6. Hybrid Branch current spectrum without active compensation

Fig. 7 shows the phasor diagram of the entire system before the active compensation, for the biggest harmonic component of the load current, the 3rd harmonic.

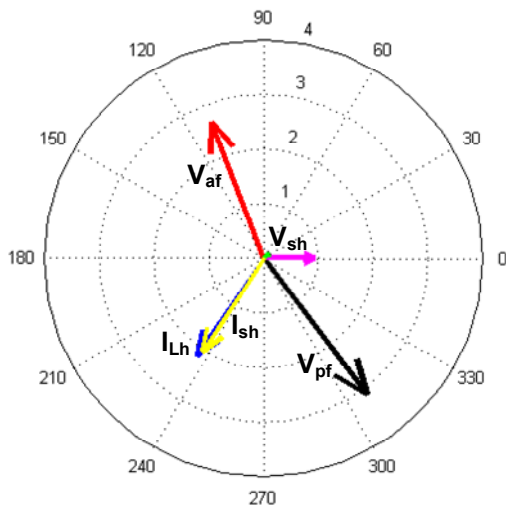


Fig. 7. The 3rd harmonic phasor diagram without active compensation

Notice, the 3rd harmonic currents for the load and for the source are quite alike. The small difference is related to 3rd

harmonic current flowing through the hybrid branch.

The difference between the two voltages (V_{af} and V_{pf}) indicate the non-active tuning.

Fig. 8 shows the system voltages and currents after active impedance has been turned on.

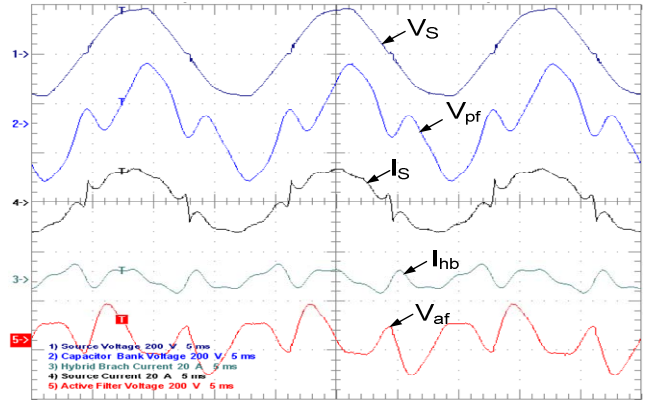


Fig. 8. System waveforms under active impedance tuning

Fig. 9 shows the values of the THD and the harmonic distortion calculated for each harmonic (H3, H5 and H7), before and after the compensation. At the first moment the system works without compensation. A certain moment the active impedance is created for the third, fifth and seventh harmonics. After that, only third harmonic is compensated. Finally, the system returns to the initial condition, when none of them is compensated.

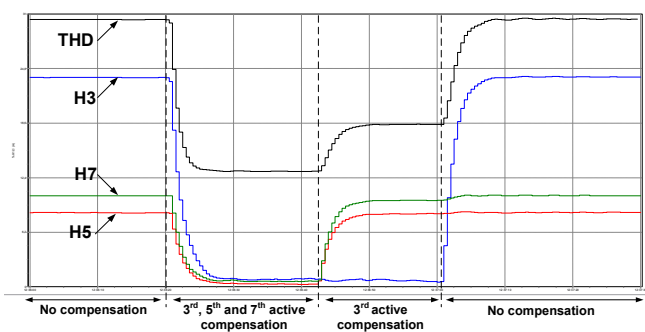


Fig. 9. Source Current Spectrum under active filtering

The Table I illustrates the harmonic distortions values according to respective time intervals.

TABLE I
Harmonic Contents

Harmonic Compensation	None	3 rd , 5 th and 7 th	3 rd
THD	30.4%	13.15%	18.46%
3 rd	23.83%	0.79%	0.65%
5 th	8.44%	0.33%	8.27%
7 th	10.36%	0.58%	10.23%

Notice the reduction of THD from 30.4% to 13.3% after the compensation of the three harmonics content. Its residual

value (13.3%) is a result of only the third, fifth and seventh harmonics compensation.

Fig. 10 shows the harmonic spectrum of the source current after compensation (3rd, 5th and 7th). And Fig. 11, the harmonic spectrum of hybrid branch current under *active impedance* tuning.

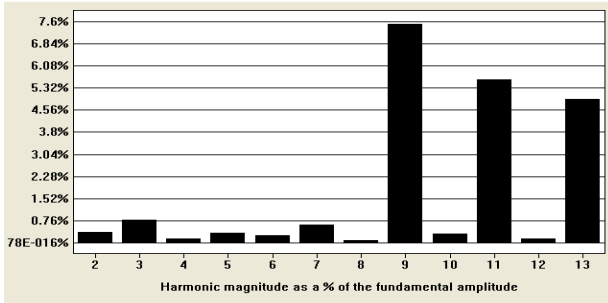


Fig. 10. Source Current Spectrum under *active impedance* tuning

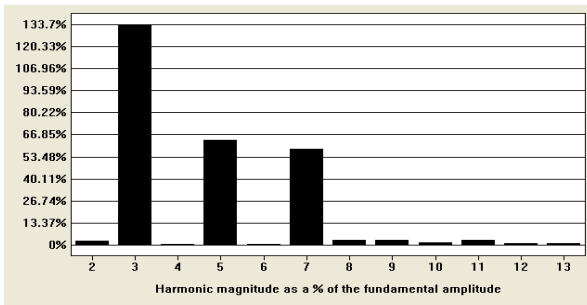


Fig. 11. Hybrid Branch current spectrum under *active impedance* tuning

It's important to notice that, as the source harmonic current components goes down the hybrid branch's goes up.

Under *active impedance* tuning the system voltage phasors (V_{af} and V_{pf}) are in opposite phase, as shown in Fig. 12. The 3rd harmonic current of the hybrid branch I_{hb} increases while the source current I_{sh} vanishes.

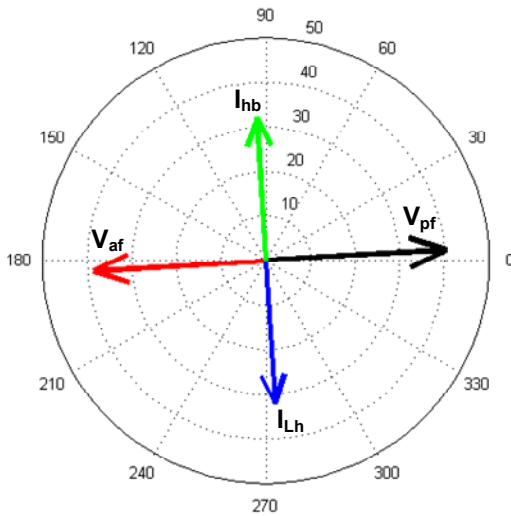


Fig. 12. The 3rd harmonic phasor diagram with active compensation

In Fig.13 the active impedances, implemented by using the P+Resonant controller to each frequency mitigated, are plot in phasor diagram, from real measured current and voltage through coupling transformer.

The phase displacement between active impedances variables highlights the complex essence of the active filter gain K_{af} .

The active impedance phasors of several frequencies are represented in the same axis just for illustrative purpose.

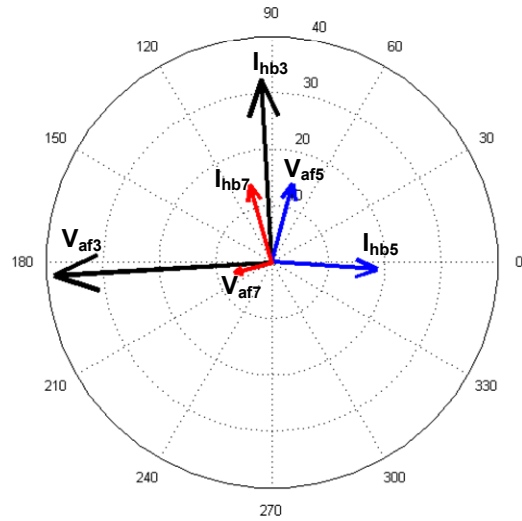


Fig. 13. Phasor diagram representing the active impedance implementation

Fig. 14 shows the fundamental frequency phasors variation due to power demanded for active impedance implementation. V_{af} and I_{af} represent the voltage and current on coupling transformer before active compensation, respectively, as V_{af}^{ac} and I_{af}^{ac} represent the voltage and current on coupling transformer under active compensation. The V_{af}^{ac} rising quantifies the power demanded for harmonic mitigation.

The power consumed for the elimination of the third, fifth and seventh harmonics is around 76 W representing approximately 10% of the 800 W load.

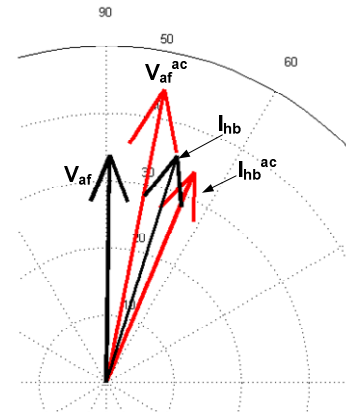


Fig. 14. Comparative fundamental frequency phasor diagram highlighting power demanded for active impedance implementation

VII. CONCLUSION

The technique extends the already known concept of active resistance and active inductance to a new concept of *active impedance*. The topology allows the selective frequency tuning choice, creating multiples resonant filters, where quality factor and tuned factor are electronically adjusted for each frequency. Practical results demonstrate the flexibility and effectiveness of the strategy. The drawbacks, inherent to passive filter compensation, are eliminated and the compensation characteristics of already installed passive filters can be significantly improved and even changed. The effects of any distortion on source voltage can be blocked, allowing the hybrid branch manipulate only the load current harmonics. The DSP implemented control strategy is essential and along with the inverter switching frequency strongly influences the quality of the final result. The strategy also can be easily extended to three-phase systems.

REFERENCES

- [1] 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
- [2] H. Fujita, H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.27, no.6, pp.1020-1025, Nov/Dec 1991
- [3] Po-Tai Cheng, S. Bhattacharya, D. Divan, "Experimental verification of dominant harmonic active filter (DHAF) for high power applications," Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE , vol.2, pp.1400-1407 vol.2, 12-15 Oct 1998
- [4] Po-Tai Cheng; S. Bhattacharya, D. Divan, "Operations of the dominant harmonic active filter (DHAF) under realistic utility conditions," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.4, pp.1037-1044, Jul/Aug 2001
- [5] J. Turunen, M. Salo and H. Tusa, "Comparison of three series Hybrid Active Power Filter Topologies" Proceedings of 11th IEEE/ICHQP, pp. 324-329, 2004
- [6] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, J. O. P. Pinto, "Modified Synchronous Reference Frame Strategy for Selective-Tuned Single Phase Hybrid Active Power Filter". Proceedings of the IEEE IAS 2009, 2009.
- [7] D.N. Zmood, D.G. Holmes, and G.H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.37, no.2, pp.601-610, Mar/Apr 2001.
- [8] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, "Modified Synchronous Reference Frame Strategy for Single Phase Hybrid Active Power Filter". In: 13th ICHQP, Wollongong, 2008.
- [9] S. Tnani, M. Mazaudier, A. Berthon, and S. Diop, "Comparison between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines", PEVD94, pp. 4946-4951.
- [10] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres; Bimal K. Bose, Se Un Ahn . "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010.
- [11] Annabelle van Zyl, Johan H.R. Einslin and René Spée, " A new Unified Approach to Power Quality Management" IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, N° 5, pp. 691-697, 1996.