

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

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

**Controle PLL-Less para Filtros Ativos
Híbridos Baseado em
Compensadores Ressonantes**

Robson Bauwelz Gonzatti

Itajubá, setembro de 2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

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

Robson Bauwelz Gonzatti

Controle PLL-Less para Filtros Ativos Híbridos Baseado em Compensadores Ressonantes

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

Itajubá, setembro de 2012

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus que me proporcionou a oportunidade de chegar a esse momento e realizar um dos meus sonhos. E que a cada dia acompanha e ilumina a minha caminhada.

Aos meus pais, Ronaldo e Vera, por sempre me apoiarem de todas as formas possíveis e por compreenderem e perdoarem a minha ausência na busca pelos meus objetivos. Ao meu irmão Michelangelo, que mesmo distante sempre apoiou e se orgulhou das minhas decisões.

Aos meus amigos da República F. S., minha segunda família, Gabriel, Audeliano, Yudi, Danilo, Maurício, Felipe e Marco Túlio, pela amizade, pelas conversas, pelos conselhos, pelos risos e por me aturarem nos momentos mais inusitados. Aos demais amigos, novos ou velhos, que estiveram comigo durante a realização deste trabalho.

A minha também amiga e colega de laboratório, Silvia, pela disponibilidade e auxílio em qualquer situação.

Ao Prof. Carlos Henrique, que sempre esteve ao meu lado desde o início da carreira acadêmica, muito mais como amigo do que orientador, por todo o conhecimento compartilhado, pelas “viagens” no laboratório e por acreditar na minha capacidade.

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

Ao Prof. Germano, Prof. Valberto, Prof. Ismael e demais professores pelo apoio e por estarem sempre presentes quando necessário.

Ao povo brasileiro e a CAPES pelo apoio financeiro.

Aos demais familiares e a todos que de alguma forma participaram desta jornada.

RESUMO

Este trabalho propõe um algoritmo de controle para Filtros Ativos Híbridos baseado no Controlador Proporcional Ressonante. Este algoritmo emprega um conjunto de Compensadores Ressonantes que, aliado ao conceito da *impedância ativa*, permite a compensação, simultânea e seletiva, de várias componentes harmônicas utilizando apenas uma estrutura híbrida composta por um Filtro Ativo e um Banco de Capacitores.

O algoritmo apresenta-se como uma alternativa para as estratégias de controle usuais para Filtros Híbridos e permite a eliminação de algoritmos PLL (do inglês *Phase Locked Loop*) para a realização do sincronismo do equipamento com a rede. Não há necessidade de nenhuma medida da tensão da rede, pois todo o sincronismo é obtido diretamente a partir das correntes do sistema.

Os sistemas adicionais que compoem o algoritmo também são apresentados, como o método para detecção harmônica e a regulação do link DC do Filtro Ativo. São discutidos aspectos acerca da sintonia dos Compensadores Ressonantes, bem como considerações sobre sua implementação digital no DSP de ponto fixo TMS320F2812.

Por fim, para demonstrar o desempenho do algoritmo de controle proposto, são apresentados resultados de simulações com o software MATLAB/Simulink® juntamente com resultados práticos obtidos em um protótipo monofásico de um Filtro Ativo Híbrido.

ABSTRACT

This work proposes a control algorithm for Hybrid Active Filters based on the Proportional Resonant Controller. This algorithm uses a set of Resonant Compensators which, along with the *active impedance* concept, allows selective and simultaneous compensation of several harmonic components using only one hybrid structure composed by an Active Filter and a Capacitor Bank.

The algorithm presents as an alternative for conventional Hybrid Filter control strategies and allows the elimination of PLL (Phase Locked Loop) algorithms for source synchronization. There is no need for any source voltage measurement, as all the control synchronization is made directly from the system currents.

The additional systems that compose the algorithm are also presented, such as the method for harmonic detection and the Active Filter DC link regulation. Aspects about the gain determination for the Resonant Compensators are discussed, as well as considerations on the discrete implementation of the algorithm on the fixed point DSP TMS320F2812.

Finally, to demonstrate the performance of the proposed control strategy, simulation results using MATLAB/Simulink® software are presented. Practical results are also obtained for a single-phase Hybrid Active Filter prototype.

SUMÁRIO

Resumo	i
Abstract.....	ii
Sumário.....	iii
Lista de Ilustrações	v
Lista de Tabelas	ix
Lista de Abreviações	x
1 Introdução.....	1
2 Filtros Ativos Híbridos	3
2.1 Estado da Arte.....	3
2.2 O Filtro Ativo Híbrido Série	8
2.2.1 Princípio de operação do filtro ativo híbrido série.....	9
2.2.2 O Conceito da Indutância Ativa.....	18
2.2.3 Combinação da Resistência e Indutância Ativas: a Impedância Ativa...	20
3 Técnicas de Controle do Filtro Híbrido.....	24
3.1 Teoria da Potência Instantânea	24
3.2 Referência Síncrona	27
3.2.1 Controlador baseado na Referência Síncrona	29
4 Controlador Proporcional Ressonante.....	32
4.1 Conceito	32
5 Algoritmo de controle proposto.....	37
5.1 Controlador Proporcional Ressonante Aplicado ao Filtro Ativo Híbrido.....	37
5.2 Extração Harmônica.....	44
5.3 Algoritmo anti-windup.....	46
5.4 Controle do Link DC	48
5.5 Discretização do Controlador.....	51

6	Simulações.....	56
6.1	Determinação dos ganhos dos controladores.....	56
6.2	Resultados de Simulações.....	59
6.2.1	Regime Permanente.....	61
6.2.2	Isolador Harmônico.....	67
6.2.3	Operação Combinada:Isolador Harmônico com Carga Não-linear.....	72
6.2.4	Transitório: Entrada de Carga.....	76
7	Resultados Experimentais.....	80
7.1	Setup do Sistema.....	80
7.2	Resultados Experimentais: Retificador Não-controlado.....	83
7.2.1	Transitório: Entrada de Carga.....	92
7.3	Resultados Experimentais: Retificador Controlado.....	93
7.3.1	Transitório: variação do ângulo de disparo.....	97
7.4	Sistema Sem Carga: Isolador Harmônico.....	98
7.5	Link DC.....	101
8	Conclusões.....	104
8.1	Trabalhos Futuros.....	104
	Referências.....	106
	Apêndice A – Desenvolvimento da Transformação AC do Controlador.....	111
	Apêndice B – Modelagem Matemática do Filtro Ativo Híbrido.....	114
	Apêndice C – Circuitos Construídos.....	120
	Apêndice D – Publicações.....	126

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Filtro Ativo Paralelo	4
Figura 2.2 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo.....	4
Figura 2.3 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo conectado em série com Filtro Passivo Paralelo	5
Figura 2.4 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo série, Filtro Passivo Paralelo e Filtro Ativo Paralelo	6
Figura 2.5 – Filtro Ativo Híbrido para Harmônicos Dominantes.....	6
Figura 2.6 - Filtro Híbrido Ressonante.....	8
Figura 2.7 - Diagrama do Filtro Ativo Híbrido Série	10
Figura 2.8 - Circuito equivalente monofásico do filtro ativo série híbrido.....	11
Figura 2.9 - Circuito equivalente para I_{Lh}	12
Figura 2.10 - Fasores das Tensões e Correntes Harmônicas do Sistema sem inserção do Filtro Ativo	13
Figura 2.11 - Fasores das Tensões e Correntes Harmônicas do Sistema com a inserção do Filtro Ativo com ganho K	13
Figura 2.12 - Circuito equivalente para V_{sh}	14
Figura 2.13 - Fasores de tensão para bloqueio da tensão harmônica da fonte V_{Sh}	15
Figura 2.14 - Fasores das tensões e correntes harmônicas para bloqueio de V_{Sh} e compensação de I_{Lh} pelo filtro híbrido	16
Figura 2.15 - Fator de distribuição para vários valores de K	17
Figura 2.16 - Fator de bloqueio para vários valores de K	17
Figura 2.17 - Circuito Equivalente do Filtro Híbrido com criação da indutância ativa L_a para o componente harmônico h	19
Figura 2.18 - Fasores de tensão e corrente do sistema para a criação da “indutância ativa” L_a	20
Figura 2.19 - Circuito Equivalente com Implementação da Resistência e Indutância Ativas	21
Figura 2.20 - Fasores de tensão e corrente do sistema para a criação simultânea de K e L_a	21
Figura 2.21 - Fasores de tensão detalhando as duas componentes de V_{af}	22
Figura 2.22 - Filtro Ativo Híbrido Série sem Indutor.....	22
Figura 2.23 - Circuito Equivalente Filtro Ativo Híbrido Ressonante.....	23
Figura 3.1 - Representação Fasorial da Transformada de Clarke.....	25
Figura 3.2 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea para o Controle do Filtro Híbrido.....	26
Figura 3.3 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Transformada Síncrona.....	28
Figura 3.4 - Espectro da Corrente Harmônica na Referência Síncrona.....	29
Figura 3.5 - Controlador baseado na Referência Síncrona	30
Figura 4.1 - Referência Síncrona Modificada.....	32
Figura 4.2 – Demodulação e Modulação dos Sinais na Referência Síncrona.....	33
Figura 4.3 – Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante	35

Figura 4.4 - Resposta em frequência dos termos ressonantes das equações (4.3) e (4.4).....	36
Figura 5.1 - Controlador Proporcional Ressonante para seis Harmônicos	38
Figura 5.2 - Circuito Equivalente do filtro híbrido.....	39
Figura 5.3 - Resposta em Frequência de $G(s)$	40
Figura 5.4 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta	41
Figura 5.5 - Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante para seis harmônicos	41
Figura 5.6 - Resposta em Frequência do sistema em malha aberta	42
Figura 5.7 - Representação em Malha Fechada do Circuito do Filtro Ativo Híbrido.....	42
Figura 5.8 - Resposta em Frequência em Malha Fechada do Circuito do Filtro Ativo Híbrido	43
Figura 5.9 - Sensibilidade do Sistema em Malha Fechada	44
Figura 5.10 - Resposta em Frequência do Filtro Notch.....	46
Figura 5.11 - Diagrama de Blocos do Compensador <i>Anti-windup</i>	47
Figura 5.12 - Circuito do conversor VSI como retificador ativo.....	49
Figura 5.13 - Armazenamento de Energia na indutância L_t com T2 e T3 fechadas.....	49
Figura 5.14 Transferência da Energia da indutância L_t para o capacitor C_{dc} com T2 e T3 abertas.....	50
Figura 5.15 Obtenção da Corrente Fundamental do Filtro	51
Figura 5.16 Malha de Controle para Regulação do link DC.....	51
Figura 5.17 - Diagrama de Blocos do Termo Ressonante	53
Figura 6.1 - Diagrama de Bode em malha aberta do controlador Proporcional Ressonante aplicado a um Filtro Ativo Shunt.....	57
Figura 6.2 - Diagrama de Bode em malha aberta do controlador Proporcional Ressonante aplicado ao Filtro Híbrido Ressonante.....	57
Figura 6.3 - Diagrama de Simulação do Filtro Ativo Híbrido.....	59
Figura 6.4 - Detalhe do Bloco Controle da Simulação	59
Figura 6.5 – Detalhe do Bloco Controlador Proporcional Ressonante para uma Frequência.....	60
Figura 6.6 - Lugar das raízes do sistema em malha fechada	60
Figura 6.7 - Formas de onda das Correntes do sistema	61
Figura 6.8 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte e da Carga	62
Figura 6.9 - Espectro Harmônico da Corrente no Filtro Híbrido.....	62
Figura 6.10 - Formas de Onda das Tensões do Sistema	63
Figura 6.11 - Espectro da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo	64
Figura 6.12 - Sinal de Saída do Controlador	65
Figura 6.13 - Comparativo entre Tensão do lado de Alta e de Baixa no Transformador	67
Figura 6.14 - Tensões do Sistema com Distorção na Fonte sem Compensação Ativa	68
Figura 6.15 - Espectro Harmônico da Tensão da Fonte	68
Figura 6.16 - Correntes do Sistema para Fonte Distorcida sem Compensação Ativa	69
Figura 6.17 - Espectro Harmônico da Corrente na Fonte.....	69
Figura 6.18 - Correntes do Sistema para Fonte Distorcida com Compensação Ativa.....	70
Figura 6.19 - Espectro Harmônico da Corrente Compensada	70
Figura 6.20 - Tensões do Sistema com Distorção na Fonte com Compensação Ativa.....	71

Figura 6.21 - Espectro da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo	71
Figura 6.22 - Formas de onda das Correntes do sistema	72
Figura 6.23 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte e da Carga	73
Figura 6.24 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro	73
Figura 6.25 - Formas de Onda das Tensões do Sistema	74
Figura 6.26 - Espectro Harmônico da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo	75
Figura 6.27 - Sinal de Saída do Controlador	75
Figura 6.28 - Comparativo entre Tensão do lado de Alta e de Baixa no Transformador	76
Figura 6.29 - Correntes do Sistema Submetido a um Degrau de Carga	77
Figura 6.30 - Tensões do Sistema Submetido a um Degrau de Carga.....	77
Figura 6.31 - Resposta do Controlador Submetido a um Degrau de Carga.....	78
Figura 7.1- Visão Geral do Protótipo do Filtro Ativo Ressonante Híbrido	80
Figura 7.2 – Módulos Conversores de Frequência	81
Figura 7.3 – Circuitos de Aquisição e Processamento de Dados.....	82
Figura 7.4 – Ponte Tiristorizada Trifásica com Carga RL.....	83
Figura 7.5 – Formas de Onda do Sistema sem Compensação Ativa	83
Figura 7.6 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga.....	84
Figura 7.7 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com o Filtro Conectado sem Compensação Ativa	85
Figura 7.8 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro sem Compensação Ativa.....	85
Figura 7.9 – Corrente da Fonte e seu Conteúdo Harmônico.....	86
Figura 7.10 - Corrente do Filtro, sua Componente Fundamental e Sinal de Referência para Carga do Link DC	86
Figura 7.11 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 3º Harmônico.....	87
Figura 7.12 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 3º Harmônico	88
Figura 7.13 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 5º Harmônico.....	88
Figura 7.14 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 5º Harmônico	89
Figura 7.15 – Corrente da Fonte, seu Conteúdo Harmônico Restante e a Tensão do Filtro Ativo para Compensação do Quinto Harmônico.....	89
Figura 7.16 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos	90
Figura 7.17 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos	91
Figura 7.18 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos	91
Figura 7.19 - Corrente da Fonte, seu Conteúdo Harmônico Restante e a Tensão do Filtro Ativo para Compensação do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos	92
Figura 7.20 – Resposta Dinâmica do Sistema sob um Degrau de Carga de 100%.....	93
Figura 7.21 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$).....	94

Figura 7.22 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$)	95
Figura 7.23 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$)	95
Figura 7.24 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)	96
Figura 7.25 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)	97
Figura 7.26 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)	97
Figura 7.27 - Dinâmica do Sistema sob um Degrau de Carga de $\alpha \approx 90^\circ$ para $\alpha \approx 30^\circ$	98
Figura 7.28 - Filtro Ativo Híbrido Conectado ao Sistema sem Carga e sem Compensação	99
Figura 7.29 - Espectro Harmônico da Corrente da fonte sem Carga e sem Compensação	100
Figura 7.30 - Espectro Harmônico da Tensão da Fonte	100
Figura 7.31 - Operação do Filtro Ativo Híbrido como Isolador Harmônico	101
Figura 7.32 - Degrau de 30V na referência do link DC	102
Figura 7.33 - Comportamento do link DC durante um degrau de carga	103
Figura B.1 - Circuito equivalente do Filtro Ativo híbrido	114
Figura B.2 – Diagrama de blocos do sistema em malha aberta	115
Figura B.3 – Diagrama de Blocos em malha fechada do sistema	116
Figura C.1 - Diagrama de Blocos do Circuito de Condicionamento	120
Figura C.2 - Diagrama Representativo do Circuito de Condicionamento	121
Figura C.3 - Layout condicionamento AC	121
Figura C.4 - Layout condicionamento do link DC	121
Figura C.5 - Fotografia das Placas de Condicionamento	122
Figura C.6 - Estágios de Funcionamento da Placa de Driver	123
Figura C.7 - Esquemático do Driver para os Sinais de Erro do SKHI 22	123
Figura C.8 - Layout da Placa de Driver	124
Figura C.9 - Fotografia da Placa de Driver	124
Figura C.10 - Layout da Placa de Conexão	125
Figura C.11 - Fotografia da Placa de Conexão	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 - Métodos de Discretização	52
Tabela 5.2 - Funções de Transferência geradas no domínio z	53
Tabela 6.1 - Parâmetros de Simulação	60

LISTA DE ABREVIACOES

Abreviaturas	Significado
PWM	Pulse Width Modulation
SRF	Synchronous Reference Frame
PLL	Phase Locked Loop
DSP	Digital Signal Processor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
THD	Total Harmonic Distortion
GTO	Gate Turn-Off Thyristor

1 INTRODUÇÃO

Correntes harmônicas no sistema elétrico causam efeitos indesejados em muitos componentes do sistema os quais são normalmente projetados para a frequência fundamental. Os Filtros Ativos de Potência surgem como uma alternativa aos filtros passivos convencionais para mitigação harmônica. Entretanto, eles se tornam muito caros para aplicações de alta potência. Deste modo, um novo conjunto de Filtros Ativos de Potência tem despertado grande interesse, os Filtros Ativos Híbridos de Potência, que combinam com sucesso a robustez e baixo custo inicial dos filtros passivos com a eficiência e flexibilidade dos Filtros Ativos. Entre as várias topologias de Filtros Híbridos, este trabalho explora o Filtro Híbrido Ressonante, que é composto por um pequeno Filtro Ativo e um banco de capacitores, eliminando a célula passiva sintonizada.

Entretanto para atingir características ideais de compensação do Filtro Híbrido, um método preciso de detecção harmônica em conjunto com um algoritmo de controle confiável é essencial. Assim, propõe-se aqui um algoritmo de controle para o Filtro Ativo Híbrido baseado no Controlador Proporcional Ressonante, que é capaz de rastrear referências senoidais na sua frequência de ressonância, possibilitando, em conjunto com as características da topologia de Filtro Híbrido utilizada, mitigar as componentes harmônicas desejadas. Este algoritmo elimina o uso de um circuito PLL para a sincronização com a rede. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para comprovar a eficácia do algoritmo proposto sob diversas condições de operação.

Este trabalho está dividido nos capítulos descritos a seguir.

O **Capítulo 2** apresenta uma revisão bibliográfica sobre os Filtros Ativos em geral comentando-se as abordagens utilizadas, finalidades, tendências, aplicações, etc, que culmina na exposição detalhada do Filtro Ativo Híbrido com a apresentação matemática do princípio de funcionamento juntamente com o conceito de *impedância ativa*.

O **Capítulo 3** apresenta e discute as principais técnicas normalmente utilizadas para controle dos Filtros Ativos Híbridos.

O **Capítulo 4** apresenta o Controlador Proporcional Ressonante que é a base para o algoritmo de controle desenvolvido.

O **Capítulo 5** apresenta a aplicação do Controlador Proporcional Ressonante ao Filtro Ativo Híbrido juntamente com modelagem matemática utilizada como base para os estudos. Também são apresentados os sistemas adicionais para o funcionamento do algoritmo, que são o método de detecção harmônica e a malha de regulação do link DC. Por fim são discutidos aspectos sobre a saturação do controlador e detalhes sobre a implementação digital do mesmo.

O **Capítulo 6** apresenta o método utilizado para a determinação dos ganhos do controlador e resultados de simulação.

O **Capítulo 7** traz os resultados práticos obtidos na aplicação do Controlador Proporcional Ressonante em um protótipo monofásico de um Filtro Ativo Híbrido. Esses resultados incluem respostas dinâmicas e em regime para duas cargas distintas.

O **Capítulo 8** apresenta a análise pertinente sob o ponto de vista das contribuições obtidas durante o trabalho e sugestões para melhoria e continuação deste trabalho.

2 FILTROS ATIVOS HÍBRIDOS

2.1 Estado da Arte

Os Filtros Ativos de Potência para compensação harmônica têm atraído grande interesse de engenheiros e pesquisadores desde a proposição dos seus princípios básicos de funcionamento na década de 70, por H. Sasaki e T. Machida em 1971 [1], L. Gyugyi e E. C. Strycula em 1976 [2], e N. Mohan em 1977 [3]. Entretanto, devido a grandes limitações na tecnologia dos semicondutores de potência necessários para a aplicação prática desses filtros em sistemas reais ou mesmo em ambientes de laboratório, maiores avanços na área somente ocorreram a partir da década de 80.

Com o surgimento de dispositivos com capacidade de chaveamento de altas correntes a frequências elevadas, como GTOs e IGBTs, juntamente com o aperfeiçoamento da tecnologia dos conversores PWM, os condicionadores de energia despertaram novamente interesse na sociedade científica. Isso, aliado ao desenvolvimento da *teoria p-q* [4], levou a grandes avanços no estudo de compensadores harmônicos, equipamentos para compensação de potência reativa e regulação de tensão e compensação de *flicker*, entre outros, bem como a combinação dos mesmos.

Em 1982, o primeiro Filtro Ativo Paralelo, com potência de 800 kVA, foi aplicado para compensação harmônica e consistia de um conversor PWM tipo fonte de corrente composto por tiristores GTO [5]. Filtros Ativos paralelos “puros”, Figura 2.1, apresentam maior flexibilidade e melhor desempenho quando comparados aos tradicionais filtros passivos, entretanto apresentam alto custo, pois precisam ser capazes de injetar toda a corrente harmônica a ser compensada. Em aplicações de potências elevadas são necessários semicondutores com isolamento para altas tensões e capazes de conduzir altas correntes nominais, que apresentam custo bastante elevado mesmo no dias atuais.

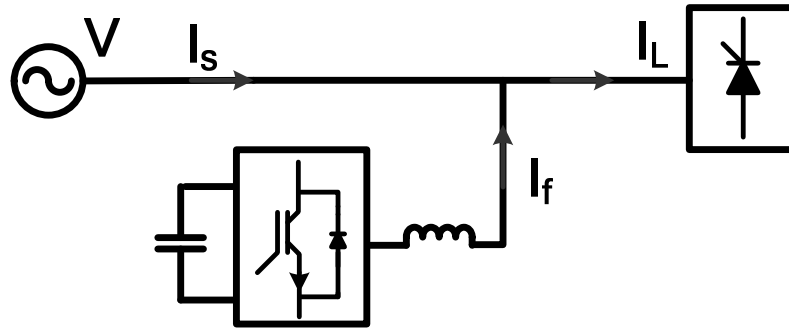


Figura 2.1 - Filtro Ativo Paralelo

Assim, esforços foram direcionados no sentido de uma solução que aliasse a flexibilidade e robustez dos Filtros Ativos e o menor custo inicial dos filtros passivos. Em 1988, F. Z. Peng, propôs uma topologia híbrida composta por um Filtro Ativo série e um filtro passivo paralelo [6], como representado na Figura 2.2. Neste arranjo o Filtro Ativo comporta-se como uma *resistência ativa* [6], que tem apenas a função de melhorar as características de compensação do filtro passivo, promovendo isolamento harmônica entre fonte e filtro passivo, bem como entre fonte e carga. Desta maneira, é possível atingir mitigação harmônica satisfatória com a utilização de um Filtro Ativo de menor potência e, portanto, de implementação mais simples e menor custo.

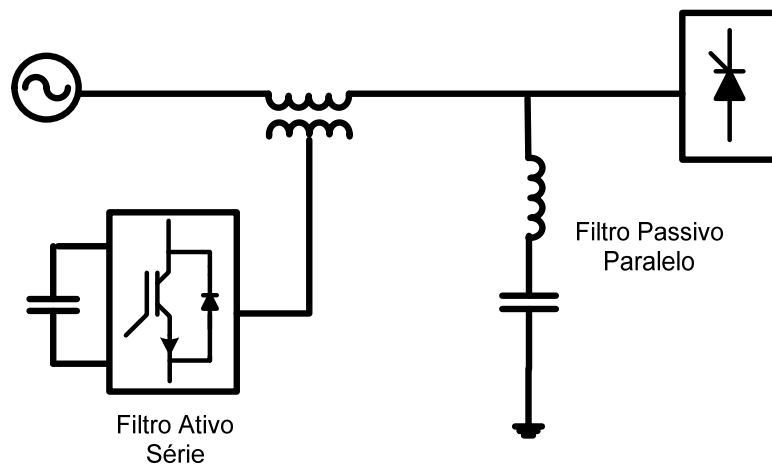


Figura 2.2 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo

F. Z. Peng, H. Akagi e A. Nabae realizaram estudos detalhados sobre a operação em regime e estabilidade do sistema e também apresentaram resultados e análises sobre a implementação prática [7][8] da nova proposição feita em [6]. Foram feitas

considerações a respeito da potência do Filtro Ativo em relação a da carga a ser compensada, sendo que a primeira precisa ser apenas uma pequena fração da segunda [8], demonstrando ser uma topologia promissora para a compensação harmônica em aplicações de grande potência. Todos os estudos feitos por F. Z. Peng, H. Akagi e A. Nabae se baseiam na chamada *teoria p-q* [4] para a realização do controle da tensão imposta pelo filtro ativo.

S. Bhattacharya, M. Divan e B. Banerjee em [9], propõe uma metodologia de compensação, utilizando também a combinação de Filtros Ativos Série e filtros passivos paralelos, mas utilizando algoritmos baseados na referência síncrona *d-q* para controle do Filtro Ativo. Este algoritmo apresenta significativa contribuição no aprimoramento da eficiência dos filtros híbridos, apresentando excelentes níveis de compensação harmônica. S. Bhattacharya e M. Divan documentam também a concepção, construção e instalação de um filtro ativo série híbrido de 35 kVA numa estação de bombeamento de Beverly, New England [10].

Em 1990, H. Fujita e H. Akagi apresentam uma nova topologia de sistema híbrido [11]. O Filtro Ativo passa a ser associado em série com o filtro passivo e não mais com a carga, conforme Figura 2.3. Essa topologia apresenta características de compensação semelhantes à anterior [6], com a vantagem de que a corrente fundamental da carga não passa pelos terminais do transformador de acoplamento do filtro ativo, reduzindo a potência requerida pelo filtro série.

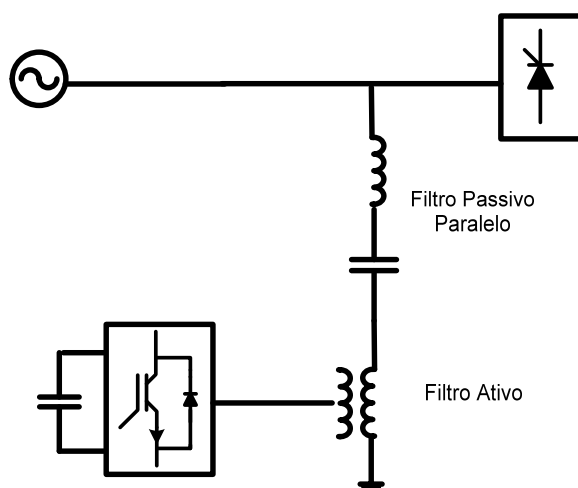


Figura 2.3 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo conectado em série com Filtro Passivo Paralelo

Em 1994, H. Akagi e H. Fugita unificam as duas topologias propostas até então, implementando um sistema composto por pequenos filtros ativos e um filtro passivo paralelo [12]. Este compensador é capaz de compensar as correntes harmônicas da fonte juntamente com as tensões distorcidas nos terminais da carga e está apresentado na Figura 2.4. Nesta topologia Akagi e Fujita também utilizam algoritmos de compensação fundamentados na referência síncrona e não mais na teoria p-q.

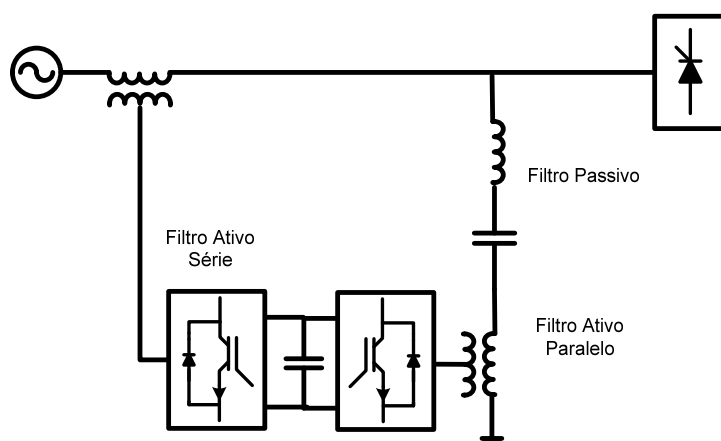


Figura 2.4 - Filtro Híbrido Composto por Filtro Ativo série, Filtro Passivo Paralelo e Filtro Ativo Paralelo

P. T. Cheng, S. Bhattacharya e M. Divan propõem um sistema híbrido para a compensação das componentes harmônicas dominantes da corrente da carga, Figura 2.5, implementado também em referencia síncrona, visando a tornar o equipamento viável para aplicações de alta potência, com cargas da ordem de 10MVA [13].

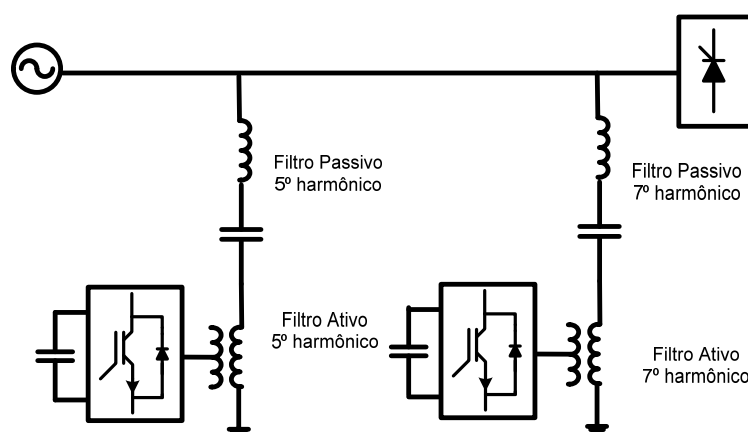


Figura 2.5 – Filtro Ativo Híbrido para Harmônicos Dominantes

Todos os sistemas ativos descritos acima se limitam à aplicação em sistemas trifásicos equilibrados a três fios. Em 1995, M. Aredes e E. H. Watanabe [14]

apresentam o equacionamento para condicionadores unificados de potência baseados na teoria da potência instantânea (*teoria p-q*) aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios, onde componentes de sequência zero na frequência fundamental e na frequência harmônica estão presentes tanto na tensão como na corrente.

Também para esse tipo de sistema, em 2001, P. T. Cheng, Y. F. Huang e C.C. Hou propuseram um filtro ativo série para inserção apenas no condutor neutro [15], com o foco na mitigação dos componentes harmônicos múltiplos de três que circulam no neutro. As cargas do sistema de potência são cargas monofásicas distribuídas de forma desbalanceada.

Ainda em 2001, B. Lin e B. Yang propõem um sistema ativo híbrido composto por um Filtro Ativo Série e filtros passivos paralelos para aplicação em sistemas monofásicos [16].

Ainda para os sistemas de potência compostos por três fases e quatro fios, em 2006, é proposto em [17] o arranjo de dois Filtros Ativos, série sendo um deles híbrido, sem compensação no condutor neutro, com o foco na mitigação dos componentes harmônicos desequilibrados incluindo a compensação dos harmônicos triplos na corrente das fases. A metodologia desenvolvida restringe-se às modificações do controlador síncrono do filtro ativo, não utilizando conversores de quatro braços como em [14].

A caracterização do sistema híbrido aplicado à regulação de tensão no sistema de potência é abordada por Annabelle Van Zyl, Johan Einslin e René Spée em [18]. Diferentemente dos métodos usuais, a análise é feita em relação à frequência fundamental do sistema.

J. Turunen, M. Salo e H. Tusa avaliam três diferentes arranjos dos filtros ativos híbridos série [19]. Os modelos relativos a cada topologia são descritos e análises qualitativas e quantitativas são elaboradas a fim de auxiliar na escolha entre uma ou outra topologia. Um dos modelos faz referência à indutância complementar ativa, já discutida por Bhattacharya e Divan, em 1997 [20], em que a sintonia do filtro passivo é feita de forma dinâmica pelo filtro ativo através de um bloco de “controle de indutância”. Esse conceito permite a sintonia da mesma célula L-C para qualquer frequência desejada.

A influência dos filtros passivos sintonizados no que tange o desempenho do sistema ativo híbrido é analisada e discutida em [21]. Erros de projetos, envelhecimento e aspectos relevantes à tolerância dos componentes passivos são analisados em detalhes.

Por fim, C. H. da Silva propõe, em 2009 [22], uma topologia de filtro híbrido série em que não há mais uma célula L-C sintonizada. O filtro passivo sintonizado é substituído por um simples banco de capacitores e a sintonia do ramo híbrido é feita eletronicamente pelo Filtro Ativo a partir do conceito da *impedância ativa*. Esta topologia, Figura 2.6, apresenta ótimas características de compensação e isolamento harmônica.

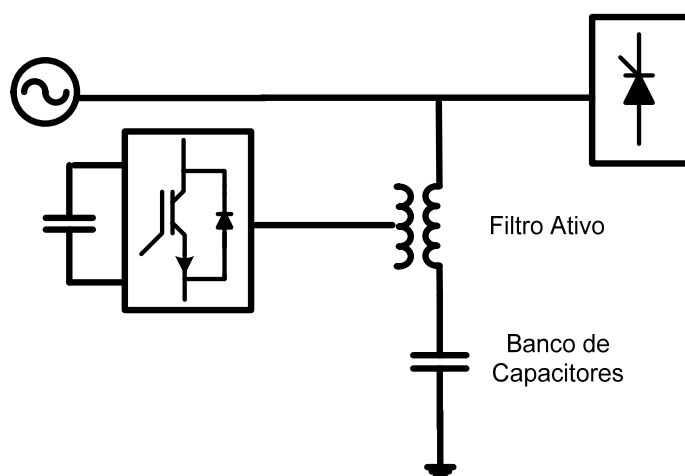


Figura 2.6 - Filtro Híbrido Ressonante

2.2 O Filtro Ativo Híbrido Série

Os filtros passivos paralelos são comumente uma alternativa para a mitigação de correntes harmônicas nos sistemas industriais, no entanto, apresentam características que restringem sua aplicação ou desempenho. Um filtro passivo paralelo apresenta um caminho com menor impedância do que a fonte para determinada frequência harmônica, reduzindo a corrente harmônica que circula pela fonte. Assim, a capacidade de filtragem do filtro passivo está intimamente relacionada com a sua impedância em relação à impedância da fonte, a qual normalmente não é conhecida com precisão, além de variar com a configuração do sistema.

Além do mais, como o filtro passivo apresenta um caminho de baixa impedância para correntes harmônicas, ele pode se tornar um sorvedouro de corrente para a tensão

harmônica presente na fonte e, no pior caso, pode entrar em ressonância, série ou paralela, com a impedância da fonte. Seu desempenho também é dependente das tolerâncias físicas dos seus componentes (capacitores e indutores), já que pequenas alterações nos valores de indutância ou capacitância podem alterar a frequência de sintonia do filtro e comprometer seu funcionamento.

Os filtros passivos à frequência fundamental atuam na regulação de tensão e fornecem potência reativa ao sistema, devendo, por isso, ser adequadamente projetados para evitar sobre ou sub-tensões no ponto de acoplamento. Outra desvantagem dos filtros passivos é sua incapacidade de adequação a variações na carga.

Contudo, a maioria das desvantagens relacionadas à utilização dos filtros passivos pode ser solucionada com a conexão de um Filtro Ativo em série com o filtro passivo. Topologias híbridas compostas por filtros passivos conectados em série a Filtros Ativos aprimoram as características de compensação dos filtros passivos e permitem o uso de Filtros Ativos em aplicações de elevada potência num custo relativamente baixo, uma vez que a potência necessária para a compensação é dividida entre as duas estruturas (ativa e passiva). Também as características de compensação de filtros passivos já existentes no sistema podem ser melhoradas com a adição de um Filtro Ativo em série com seus terminais.

Na próxima seção, serão apresentados os conceitos básicos do princípio de funcionamento da topologia híbrida proposta por Fujita e Akagi em 1990 [11], a qual apresenta um Filtro Ativo conectado em série com um ou mais filtros passivos através de um transformador de acoplamento. Os conceitos discutidos para esta topologia serão posteriormente estendidos para a topologia proposta em [21] e servirão como base para o sistema de controle proposto nesse trabalho.

2.2.1 Princípio de operação do filtro ativo híbrido série

Para o bom funcionamento de um filtro passivo paralelo, a impedância da fonte deveria ser a maior possível em determinada frequência harmônica, para que o filtro apresente uma impedância muito menor, tornando-se um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas da carga. No entanto, a impedância da fonte deve ser a menor possível à frequência fundamental para que não comprometa a regulação de tensão do sistema. Estas duas premissas, que a princípio se contradizem, podem ser alcançadas com a inserção de uma *impedância ativa* em série com a impedância do sistema. Na prática, um Filtro Ativo pode ser adicionado ao sistema passivo para a

implementação desta *impedância ativa* e é neste conceito que se baseia a topologia de Filtro Híbrido proposta em [11]. A Figura 2.7 mostra o diagrama esquemático desta topologia, com um Filtro Ativo conectado em série ao filtro passivo paralelo.

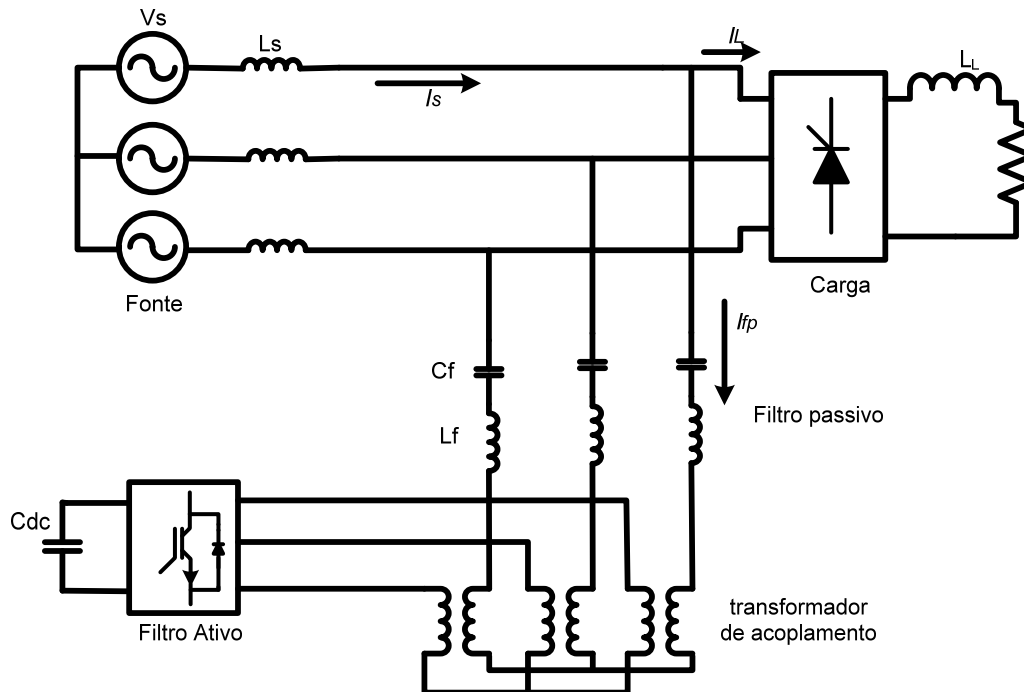


Figura 2.7 - Diagrama do Filtro Ativo Híbrido Série

A Figura 2.8 mostra o circuito equivalente monofásico do sistema. Assumindo que o Filtro Ativo é uma fonte de tensão controlável ideal V_{af} , capaz de impor qualquer forma de onda de tensão, seja em frequência fundamental ou harmônica e I_L é a corrente da carga, modelada como uma fonte de corrente. Z_s é a impedância da fonte e Z_f representa a impedância total do filtro passivo.

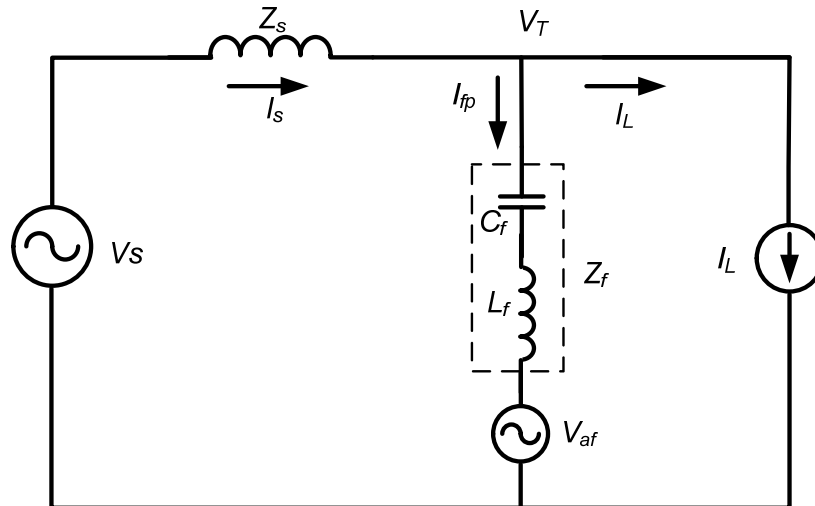


Figura 2.8 - Circuito equivalente monofásico do filtro ativo série híbrido

Sem o filtro ativo conectado, $V_{af} = 0$, uma parcela da corrente harmônica da carga I_{Lh} é compensada pelo filtro passivo e a quantidade dessa corrente que ainda flui pela fonte (I_{Sh}) depende da razão entre Z_s e Z_f , como descrito na equação (2.1).

$$I_{Sh} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} I_{Lh} \quad (2.1)$$

Assim, se a impedância da fonte é muito baixa ($|Z_s| \approx 0$) ou se o filtro não estiver corretamente sintonizado e $|Z_f| \gg |Z_s|$, não se obtém boas características de filtragem.

Se o Filtro Ativo for conectado e assumirmos que seja controlado de modo que a tensão V_{af} aplicada seja

$$V_{af} = K \cdot I_{Sh} \quad (2.2)$$

o Filtro Ativo força toda a corrente harmônica da carga a fluir pelo filtro passivo de modo que nenhuma corrente harmônica flua na fonte.

Considerando-se primeiramente o circuito da Figura 2.8 do ponto de vista da corrente harmônica da carga I_{Lh} , assumindo-se que a tensão da fonte V_s é senoidal ($V_{Sh} = 0$) e controlando-se o Filtro Ativo de acordo com a equação (2.2), tem-se que a corrente harmônica da fonte I_{Sh} é dada pela equação (2.3).

A partir da equação (2.3) tem-se que o circuito equivalente pode ser representado pela Figura 2.9.

$$I_{Sh} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f + K} I_{Lh} \quad (2.3)$$

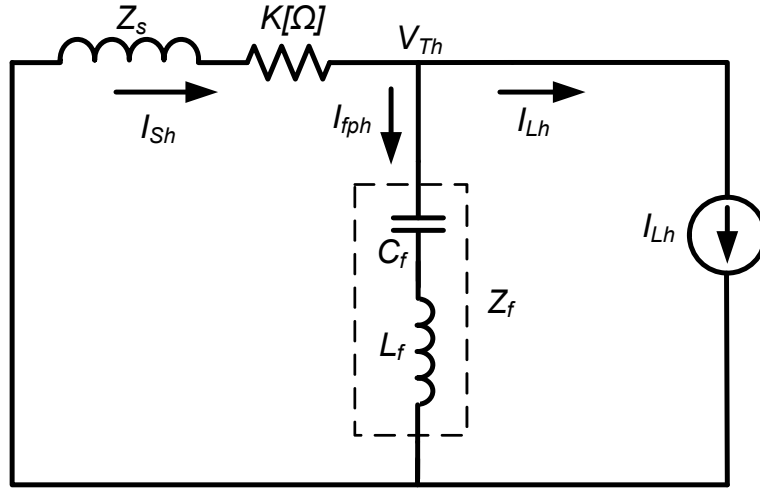


Figura 2.9 - Circuito equivalente para I_{Lh}

A tensão harmônica nos terminais da carga V_{Th} é dada por:

$$V_{Th} = V_{Sh} - Z_s I_{Sh} = -\frac{Z_f Z_s}{Z_s + Z_f + K} I_{Lh} \quad (2.4)$$

E a tensão de saída do filtro ativo V_{af}

$$V_{af} = K I_{Sh} = \frac{K Z_f}{Z_s + Z_f + K} I_{Lh} \quad (2.5)$$

Como mostrado na Figura 2.9, uma resistência pura $K[\Omega]$ está conectada em série com a impedância da fonte. Se $K \gg |Z_f|$, todo harmônico gerado pela carga vai escoar pelo filtro passivo. Se $K \gg |Z_s|$, K será dominante em relação ao desempenho da compensação.

K também atua como um resistor de amortecimento, limitando a corrente em caso de ressonância série entre Z_s e Z_f quando $V_{Sh} \neq 0$.

Na Figura 2.10 estão representados, qualitativamente, os fasores de tensão e corrente, para uma frequência harmônica qualquer, do circuito da Figura 2.9, antes da adição do filtro ativo e implementação da “resistência ativa” K . A corrente da carga (I_{Lh}) se divide entre a fonte (I_{Sh}) e o filtro (I_{Fh}) conforme sua relação de impedâncias (2.1). V_{FPh} é a queda de tensão harmônica no filtro passivo.

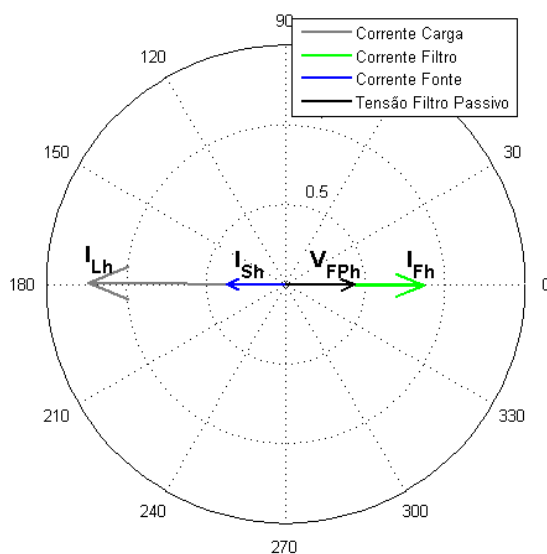


Figura 2.10 - Fasores das Tensões e Correntes Harmônicas do Sistema sem inserção do Filtro Ativo

Na Figura 2.11 temos os mesmos fasores de tensão e corrente, agora com a adição do Filtro Ativo. Para um valor de K adequado ($K \gg |Z_S|$ e $K \gg |Z_f|$), a corrente da carga (I_{Lh}) passa a fluir toda pelo filtro ($I_{Fh} = I_{Lh}$) enquanto a corrente harmônica da fonte (I_{Sh}) tende a zero. A tensão do filtro ativo (V_{af}) passa a ser igual à queda de tensão residual no filtro passivo (V_{FPh}).

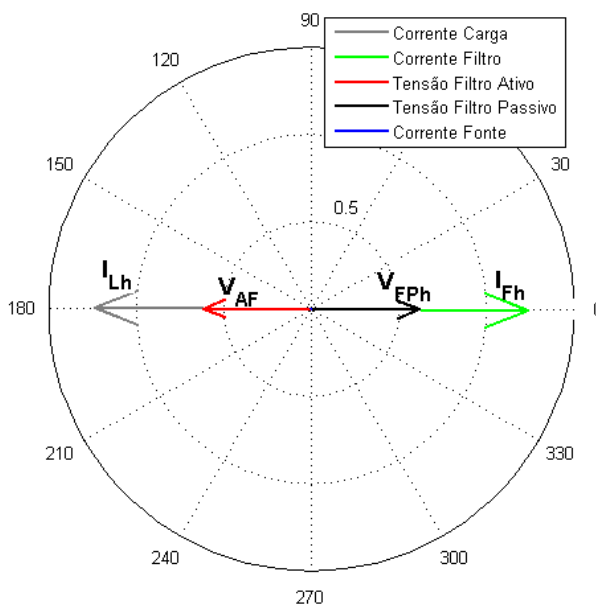


Figura 2.11 - Fasores das Tensões e Correntes Harmônicas do Sistema com a inserção do Filtro Ativo com ganho K

Analisando-se o sistema para o caso onde há presença de harmônicos na tensão da fonte ($V_{Sh} \neq 0$) e considerando-se que não há carga ($I_{Lh} = 0$) no sistema da Figura 2.8, o filtro ativo se comporta como um resistor puro $K[\Omega]$ como mostrado na Figura 2.12.

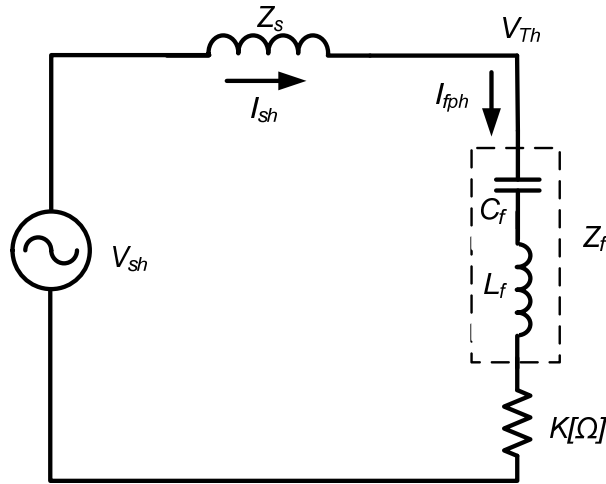


Figura 2.12 - Circuito equivalente para $V_{sh} \neq 0$

Deste circuito equivalente, as seguintes equações são obtidas para I_{Sh} , V_{Th} e V_{af}

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{Z_s + Z_f + K} \quad (2.6)$$

$$V_{Th} = \frac{K + Z_f}{Z_s + Z_f + K} V_{Sh} \quad (2.7)$$

$$V_{af} = \frac{K}{Z_s + Z_f + K} V_{Sh} \quad (2.8)$$

Se $K \gg |Z_s + Z_f|$, V_{Sh} seria aplicado integralmente aos terminais do filtro ativo. Isto evita que a corrente harmônica causada por V_{Sh} flua no filtro passivo, logo a queda tensão harmônica no filtro passivo é nula ($V_{fph} = 0$). Portanto, V_{Sh} aparece na tensão terminal V_T . A Figura 2.13 apresenta os fasores de tensão do sistema da Figura 2.12, com K bloqueando as componentes harmônicas de tensão presentes na fonte (V_{Sh}). Neste caso V_{af} converge para o próprio valor de V_{Sh} .

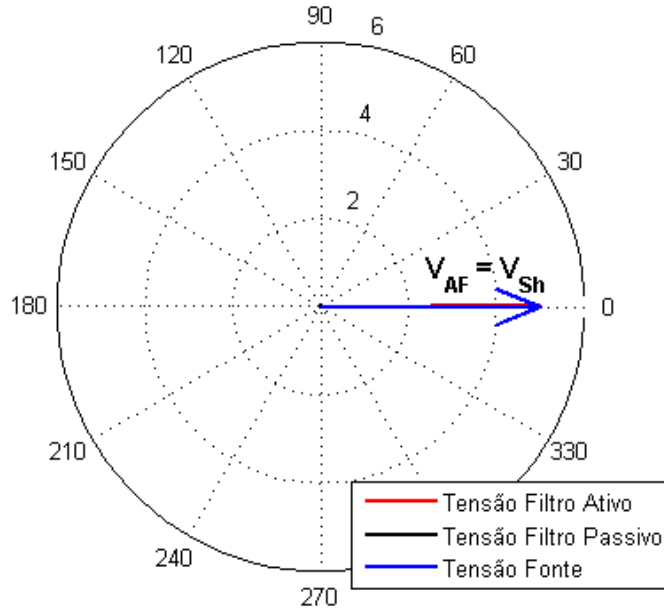


Figura 2.13 - Fasores de tensão para bloqueio da tensão harmônica da fonte V_{Sh}

Considerando-se as duas situações simultaneamente, tensão da fonte distorcida ($V_{Sh} \neq 0$) e corrente harmônica da carga ($I_{Lh} \neq 0$), temos que I_{Sh} será dada pela composição das equações (2.3) e (2.6), como apresentado em (2.9).

$$I_{Sh} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f + K} I_{Lh} + \frac{V_{Sh}}{Z_s + Z_f + K} \quad (2.9)$$

E assim, para melhorar as características do filtro passivo, considerando-se, ao mesmo tempo, as influências de V_{Sh} e I_{Lh} , V_{af} é dado por:

$$V_{af} = K I_{Sh} = K \frac{Z_f I_{Lh} + V_{Sh}}{Z_s + Z_f + K} \quad (2.10)$$

Se K for infinito, ou suficientemente grande em relação às impedâncias do sistema, características ideais de compensação são obtidas:

$$I_{Sh} = 0 \quad (2.11)$$

$$V_{Th} = V_{Sh} \quad (2.12)$$

$$V_{af} = Z_f I_{Lh} + V_{Sh} \quad (2.13)$$

Ou seja, é possível eliminar a corrente harmônica da fonte, fazendo com que a corrente harmônica da carga flua pelos terminais do filtro passivo e, ao mesmo tempo, bloquear os harmônicos provenientes da distorção de tensão da fonte. Este efeito combinado é mostrado pelos fasores do sistema na Figura 2.14, note que as equações (2.11) a (2.13) são satisfeitas.

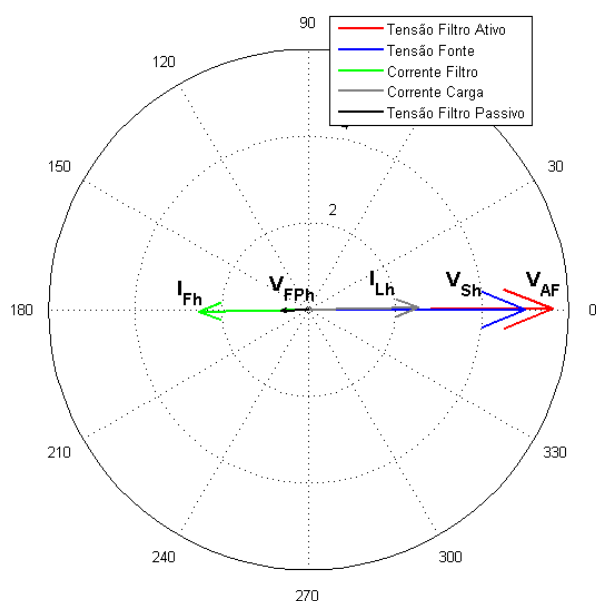


Figura 2.14 - Fasores das tensões e correntes harmônicas para bloqueio de V_{Sh} e compensação de I_{Lh} pelo filtro híbrido

A Figura 2.15 apresenta o fator de distribuição, que é dado pela relação I_{Sh}/I_{Lh} [11] e expresso pela equação (2.3), para um filtro híbrido composto por dois filtros passivos sintonizados para o 5º e 7º harmônico ligados em série a um filtro ativo. Pode-se ver claramente que as características de compensação são aprimoradas com a elevação do ganho K melhorando a atenuação para os dois harmônicos.

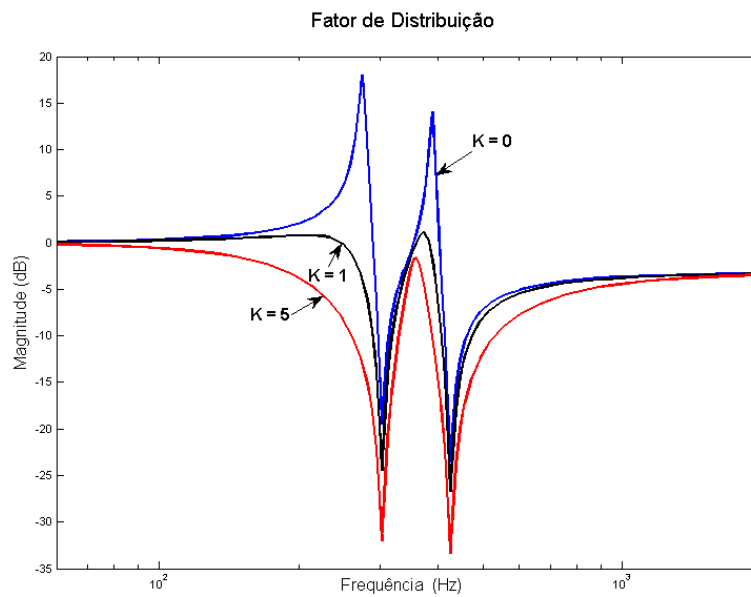


Figura 2.15 - Fator de distribuição para vários valores de K

A Figura 2.16 apresenta o “fator de bloqueio” definido pela relação entre a impedância equivalente do sistema com o filtro híbrido e a impedância nominal obtida a partir dos parâmetros base do sistema [22], equação (2.14). O aumento do valor de K aumenta a impedância para todo o espectro, evitando ressonâncias séries com a fonte.

$$fb = \frac{Z_s + Z_f + K}{Z_0} \quad (2.14)$$

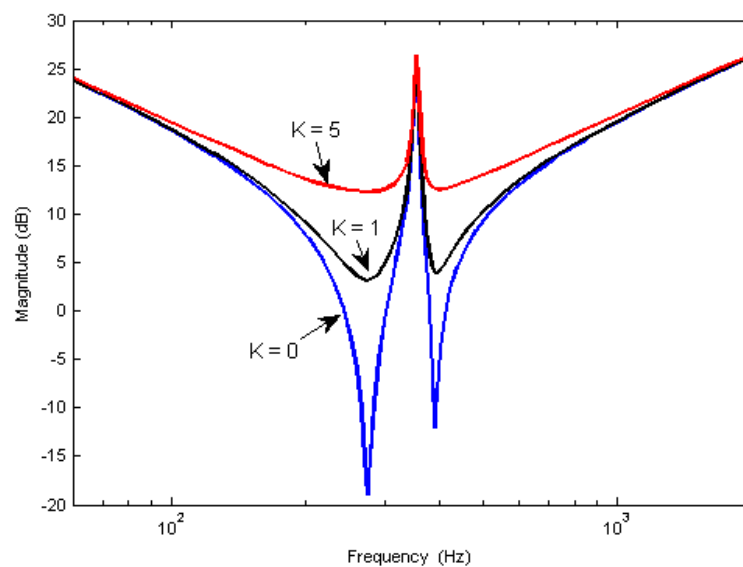


Figura 2.16 - Fator de bloqueio para vários valores de K

Resumindo, esta topologia de filtro híbrido, apresentada em [11], propõe a criação de uma “resistência virtual” K , que atua reduzindo a relação entre a impedância do filtro passivo e a impedância da fonte somente para as frequências harmônicas. Ao mesmo tempo esta resistência K é também controlada de modo a impedir a ocorrência de ressonâncias entre o filtro passivo e a impedância da fonte.

2.2.2 O Conceito da Indutância Ativa

A composição de um Filtro Ativo em série com um filtro passivo sintonizado, como proposto em [11], permite significativa melhoria nas características de compensação dos filtros passivos. No entanto, como o filtro ativo implementa apenas uma “resistência virtual” ele não tem a capacidade de realizar ajustes em relação à sintonia do filtro, ou seja, esta técnica pressupõe que o filtro passivo está devidamente sintonizado para o harmônico a ser mitigado e que ele não se desviará desta frequência de sintonia.

A sintonia de filtros passivos paralelos apresenta grandes problemas práticos devido, principalmente, à tolerância nos valores de capacitores e indutores, dificultando a perfeita sintonia na frequência desejada. Ainda, fatores como temperatura e envelhecimento dos componentes levam a alterações nos valores de indutância e capacitância e, conseqüentemente, a alteração da frequência de sintonia. Esta variação na frequência de sintonia em função da variação dos parâmetros do filtro pode ser quantificada pelo fator de sintonia δ .

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (2.15)$$

Em que Δf , ΔL e ΔC são, respectivamente, a variação da frequência de sintonia, do valor da indutância e da capacitância do filtro e f_n , L_n e C_n são os valores nominais da frequência de sintonia, indutância e capacitância do filtro.

Assim, em 1997, S. Bhattacharya, Po-Tai Cheng e D. M. Divan [20] apresentam um novo método de controle para o filtro ativo híbrido série, o qual implementa uma “indutância ativa”, positiva ou negativa, capaz de realizar dinamicamente o ajuste fino da frequência de sintonia do filtro passivo. Neste caso, a frequência de ressonância do filtro passivo não é especificamente definida, sendo o Filtro Ativo responsável por realizar esta tarefa eletronicamente.

A frequência de sintonia do Filtro Híbrido, f , é dada pela equação (2.16), e pode ser ajustada alterando-se a indutância ativa L_a .

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_a + L_f)C_f}} \quad (2.16)$$

De acordo com (2.16), vê-se, que para sintonizar um filtro para frequências menores que a original do circuito LC, a indutância ativa será positiva, mas para frequências maiores a indutância deve ser negativa para atingir a sintonia desejada.

Fazendo com que a tensão de controle do Filtro Ativo V_{af} , para cada frequência harmônica h , seja dada pela equação (2.17),

$$V_{af}(h) = L_a \frac{di_{fp}(h)}{dt} \quad (2.17)$$

cria-se uma indutância complementar ativa L_a , que realizará a sintonia do filtro na frequência da componente harmônica de ordem h . Sendo $i_{fp}(h)$ a componente harmônica de ordem h da corrente que passa pelo filtro passivo.

O circuito equivalente do filtro híbrido com a adição da indutância ativa para um determinado componente harmônico h está representado na Figura 2.17.

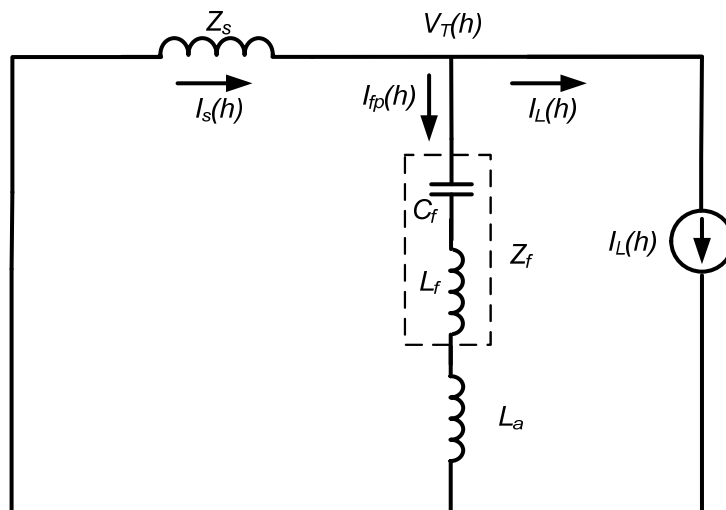


Figura 2.17 - Circuito Equivalente do Filtro Híbrido com criação da indutância ativa L_a para o componente harmônico h

A Figura 2.18 mostra, qualitativamente, como se comportam as variáveis do sistema na criação da indutância complementar ativa L_a para o circuito da Figura 2.17. O filtro passivo encontra-se fora de sintonia com capacitor em excesso, a tensão sobre o filtro passivo (V_{pfh}) tem, então, característica capacitiva (90° atrasada da corrente no filtro I_{fh}). É criada uma indutância ativa positiva através da imposição de tensão V_{af} pelo Filtro Ativo (90° adiantada de I_{fh}). Com a sintonia correta do filtro, toda a corrente harmônica da carga é drenada pelo filtro e a corrente harmônica na fonte é nula.

Deste modo pode-se sintonizar o filtro para qualquer frequência desejada, inclusive para várias frequências simultaneamente. Isto é possível com um controle adequado da tensão do Filtro Ativo, isolando cada componente harmônica e criando uma indutância ativa diferente para cada frequência de sintonia desejada.

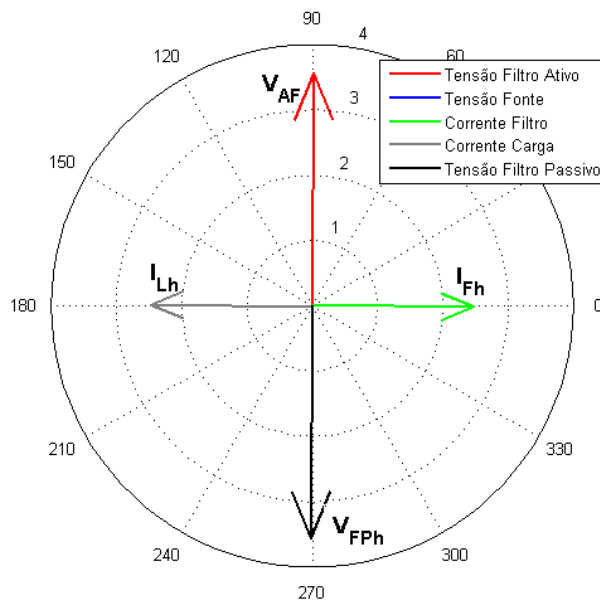


Figura 2.18 - Fasores de tensão e corrente do sistema para a criação da “indutância ativa” L_a

2.2.3 Combinação da Resistência e Indutância Ativas: a Impedância Ativa

Controlando-se adequadamente a tensão imposta pelo Filtro Ativo é possível implementar, ao mesmo tempo, a “indutância ativa”, que realiza a sintonia fina do filtro passivo, e a “resistência virtual”, que bloqueia os harmônicos provenientes da tensão da rede. O circuito equivalente do sistema completo é apresentado na Figura 2.19.

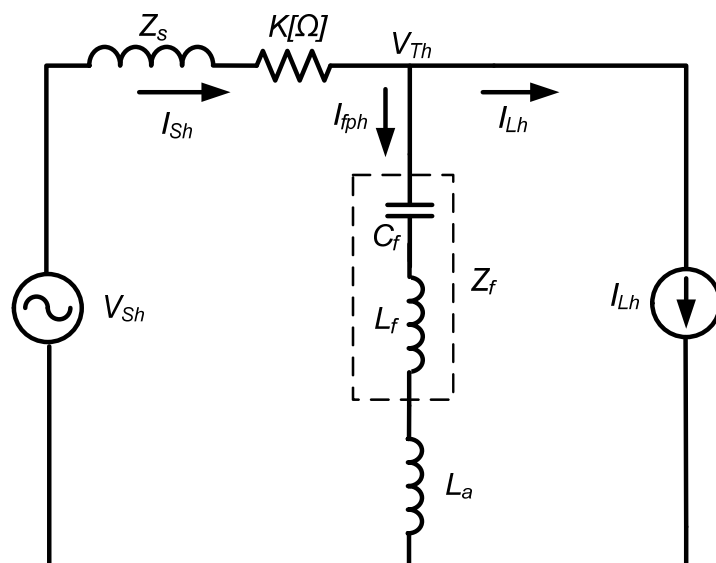


Figura 2.19 - Circuito Equivalente com Implementação da Resistência e Indutância Ativas

Na Figura 2.20, têm-se as variáveis do circuito com a implementação simultânea de K e L_a , neste caso, a tensão imposta pelo Filtro Ativo V_{af} não está mais em fase com a corrente da fonte, pois é constituída de duas componentes: uma em fase com V_{Sh} , responsável pelo bloqueio harmônico, e uma componente a 90° da corrente I_{fh} e 180° da tensão no filtro passivo V_{pfh} , que realiza a sintonia do ramo híbrido. Esta decomposição pode ser observada na Figura 2.21.

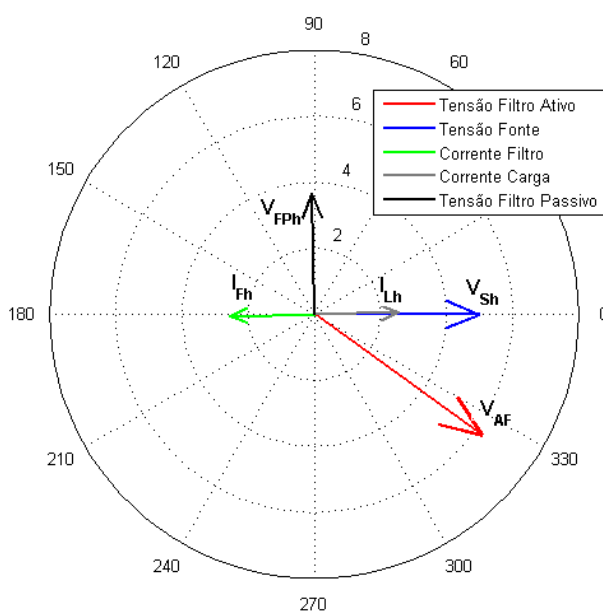


Figura 2.20 - Fasores de tensão e corrente do sistema para a criação simultânea de K e L_a

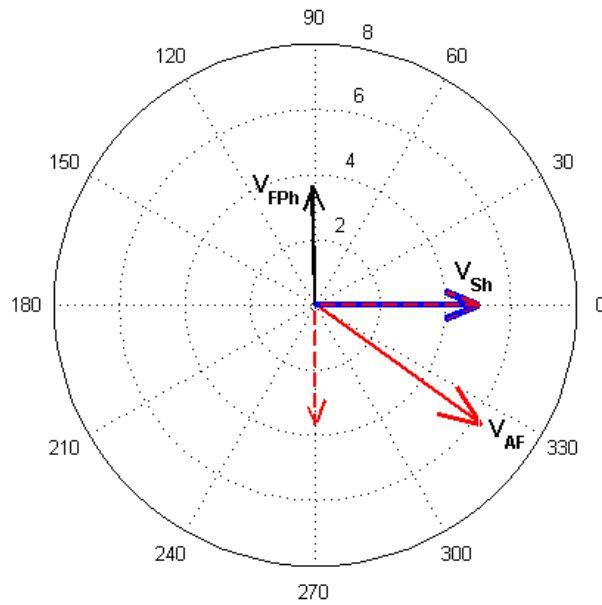


Figura 2.21 - Fasores de tensão detalhando as duas componentes de V_{af}

Baseado no fato de que é possível implementar a “indutância ativa” para complementar a indutância do filtro híbrido e sintonizá-lo para qualquer frequência, foi proposta em [22] a retirada do indutor físico do sistema. Como apresentado na Figura 2.22.

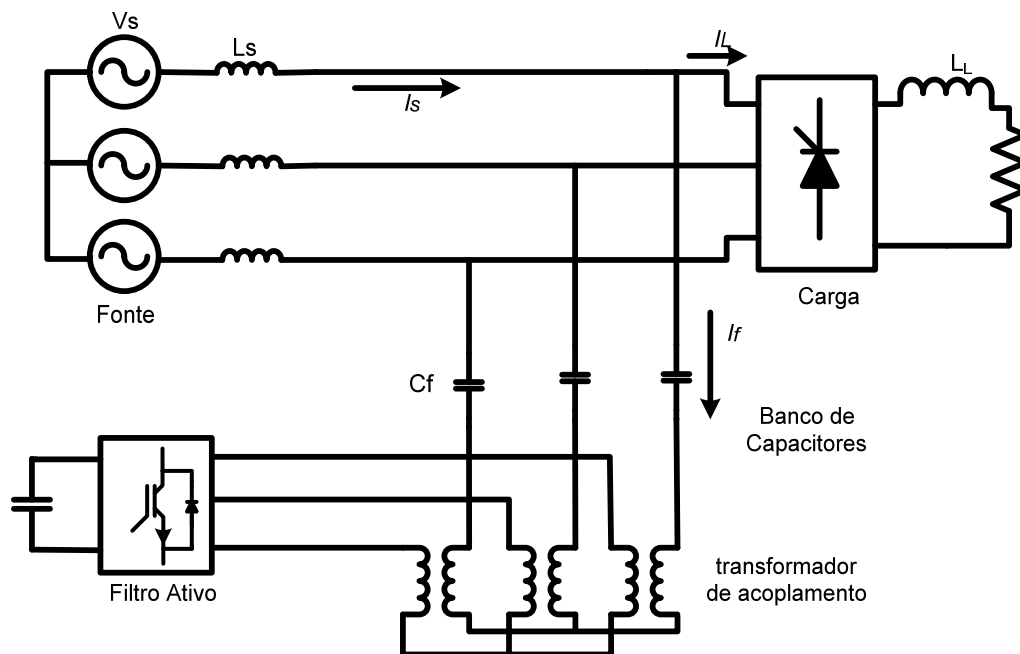


Figura 2.22 - Filtro Ativo Híbrido Série sem Indutor

Esta topologia permite todas as características de filtragem da topologia mostrada na Figura 2.7, mas elimina a necessidade de sintonia da célula passiva na fase de projeto do filtro, pois toda a sintonia do ramo híbrido é feita eletronicamente e de forma dinâmica pelo Filtro Ativo.

O circuito equivalente para as correntes harmônicas passa a ser representado pela Figura 2.23.

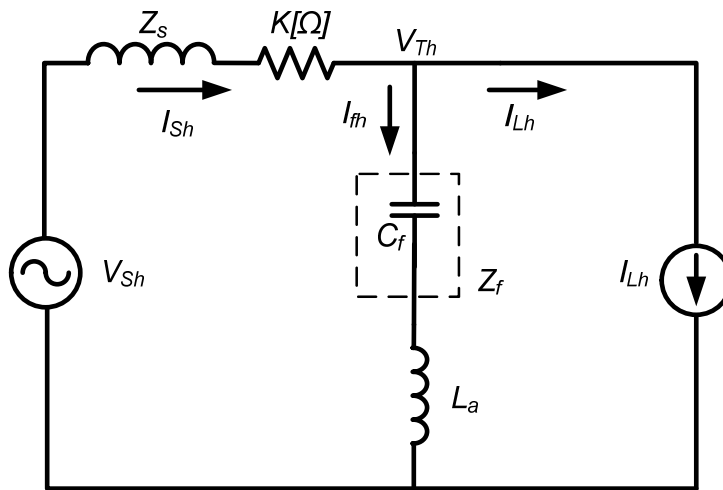


Figura 2.23 - Circuito Equivalente Filtro Ativo Híbrido Ressonante

A frequência de sintonia do filtro híbrido será dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a \cdot C_f}} \quad (2.18)$$

E a tensão imposta pelo Filtro Ativo será:

$$V_{afh} = K \cdot I_S(h) + L_a \frac{di_{fph}}{dt} \quad (2.19)$$

Ou seja, o Filtro Ativo passa a implementar uma impedância ativa $X_a = K \pm j\omega L_a$.

A fim de se gerar corretamente a impedância ativa necessária para a sintonia do Filtro Híbrido em cada frequência harmônica compensada, um controle apropriado da tensão V_{af} deve ser feito. Este controle deve ser capaz de ajustar precisamente a amplitude e fase da tensão harmônica imposta pelo Filtro Ativo de forma dinâmica, acompanhando as variações da carga e da fonte. Os métodos clássicos para este controle bem como a proposição de um controle PLL-Less para o Filtro Ativo Híbrido serão discutidos nos próximos capítulos.

3 TÉCNICAS DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO

A topologia aqui utilizada para o Filtro Ativo Híbrido, Figura 2.19, já está consolidada como uma excelente alternativa aos filtros passivos ou ativos convencionais. Entretanto, para um perfeito funcionamento do conjunto híbrido, uma estratégia de controle adequada para a determinação da tensão V_{af} aplicada pelo Filtro Ativo é crucial.

Devido à natureza senoidal das variáveis manipuladas pelo Filtro Ativo, além de outras características intrínsecas do equipamento, a aplicação direta de técnicas de controle convencionais leva a erros de amplitude e fase na tensão ou corrente imposta pelo conversor PWM [26], apresentando resultados insatisfatórios de compensação.

Assim, algoritmos adequados baseados em transformações de coordenadas foram desenvolvidos juntamente com a proposição e evolução das topologias. As duas principais técnicas utilizadas para o controle do Filtro Ativo Híbrido são fundamentadas na Teoria da Potência Instantânea e na Referência Síncrona. Por isso, o princípio de funcionamento de cada uma delas será brevemente explicado a seguir [23].

3.1 Teoria da Potência Instantânea

O primeiro passo para se determinar qual será a ação do Filtro Ativo é isolar a variável de interesse (a corrente harmônica I_{sh}) do restante do sistema. A teoria da potência instantânea, proposta por Akagi et al.[4], 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 3.1.

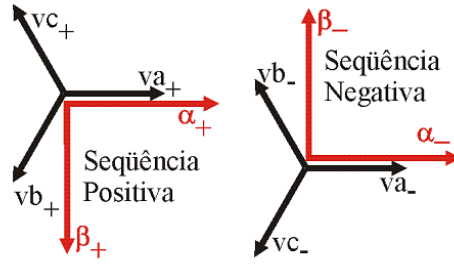


Figura 3.1 - Representação Fasorial da Transformada de Clarke

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

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Para retornar este sinal para o sistema de coordenadas abc , a matriz da Transformada Inversa de Clarke é utilizada, como mostra a equação (3.2).

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

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:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

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

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (3.5)$$

A partir da equação (3.5) 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.

No circuito de controle do Filtro Ativo Híbrido [11] as componentes de potência alternadas são utilizadas para extração da corrente harmônica da fonte que, multiplicadas pelo ganho K geram a tensão de controle V_{af} aplicada pelo Filtro Ativo. O diagrama em blocos da Figura 3.2 resume este esquema de controle.

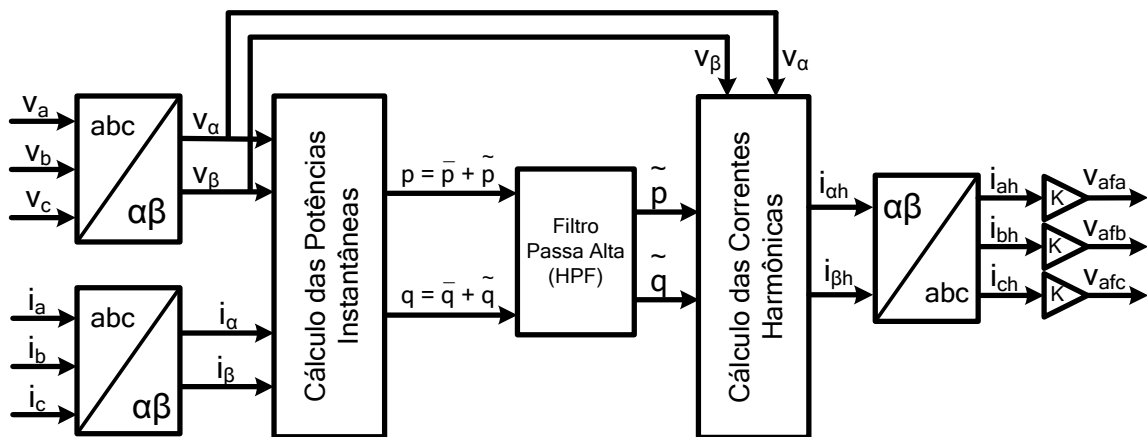


Figura 3.2 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea para o Controle do Filtro Híbrido

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, caso em que os cálculos das potências instantâneas e a geração das correntes de referência podem ser afetados, comprometendo a eficácia da metodologia

proposta [23]. Além do mais, esta técnica é baseada em transformadas trifásicas e tem sua aplicação direta restrita a sistemas trifásicos.

Como este controlador emprega apenas um ganho K que é multiplicado por I_{sh} ele atua apenas na amplitude da tensão imposta, sem possibilitar alteração da fase, sendo, por isso, capaz apenas de implementar a “resistência virtual” apresentada em [11].

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 60 Hz, onde as componentes fundamentais do sistema passam a ser representadas como componentes contínuas.

Primeiramente, as correntes do sistema trifásico são transformadas para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ através da Transformada de Clarke, mostrada na equação (3.1). Para que, em seguida, seja aplicada a Transformada de Park, dada pelas equações a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A transformada de Park requer dois vetores unitários $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ em fase e a 90° , respectivamente, com a tensão do sistema. Normalmente estes sinais são obtidos através de um *PLL* (*Phase Locked Loop*), um circuito que rastreia continuamente a frequência e a fase da componente fundamental da tensão da rede.

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:

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (3.7)$$

Neste caso, se 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 3.3.

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:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e) & \text{sen}(\omega_e) \\ -\text{sen}(\omega_e) & \cos(\omega_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

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 (3.2).

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

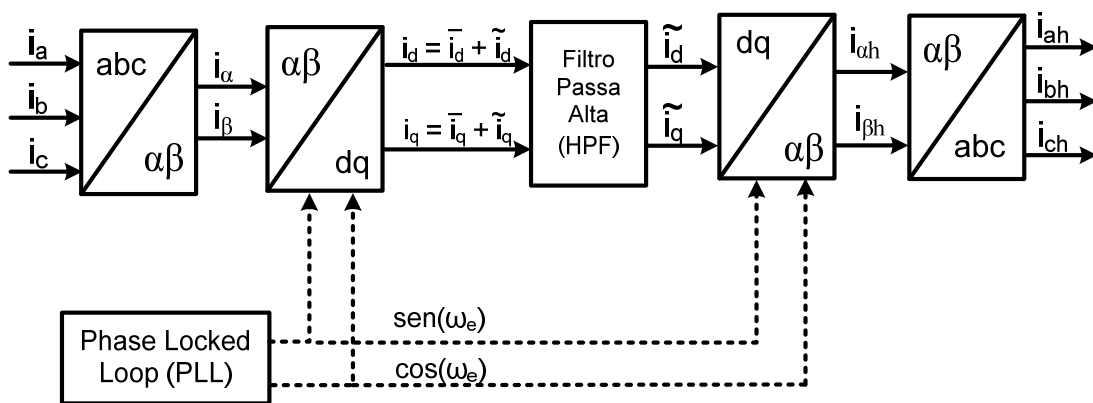


Figura 3.3 - Diagrama em Blocos da Aplicação da Transformada Síncrona

Em situações nas quais o sistema não é equilibrado, as componentes contínuas (\bar{i}_d, \bar{i}_q) passam a representar a componente fundamental 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 [23].

Para os harmônicos, os deslocamentos de frequência ocorrem como representados na Figura 3.4. As componentes de sequência positiva de ordem n são transformadas em componentes de sequência positiva de ordem $(n-1)$. Os harmônicos

de sequência negativa de ordem k são transformados em harmônicos de sequência negativa de ordem $(k+1)$.

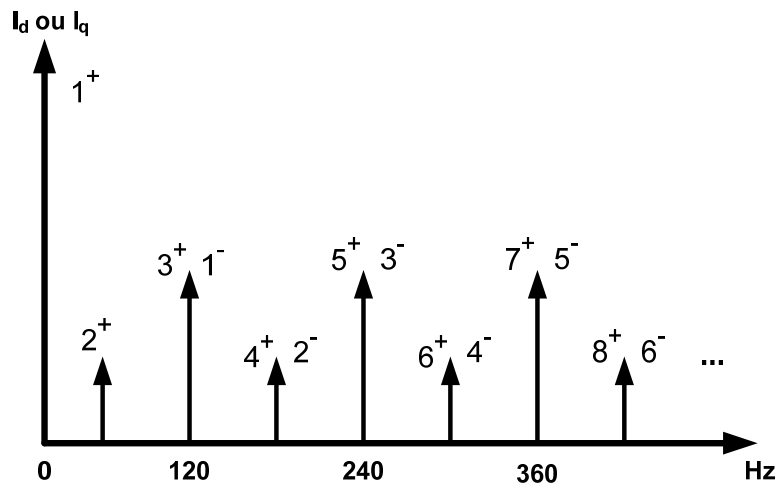


Figura 3.4 - Espectro da Corrente Harmônica na Referência Síncrona

Esta técnica é amplamente utilizada na extração de conteúdo harmônico devido a sua robustez e imunidade a ruídos. Entretanto, suas características estão intimamente ligadas ao algoritmo do *PLL*, que não é de simples implementação [24][25].

3.2.1 Controlador baseado na Referência Síncrona

A partir das características apresentadas pela técnica da referência síncrona, foi proposto um controlador para o Filtro Ativo Híbrido baseado nessa transformação de coordenadas [9][13][20] que permite a implementação prática da “indutância ativa” e também da isolação harmônica [19].

Nesta estratégia é preciso isolar cada componente harmônico a ser mitigado para a criação da indutância ativa, que sintoniza o filtro em cada frequência desejada. Para isso utiliza-se um sistema de coordenadas síncrono com cada harmônico h com os vetores unitários $sen(h.\omega_e)$ e $cos(h.\omega_e)$, que são gerados a partir do PLL. Neste caso, as componentes contínuas da corrente da fonte $(\bar{i}_{dh}, \bar{i}_{qh})$ representam a componente harmônica a ser mitigada e podem ser isoladas das demais $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q)$ através de um filtro passa-baixas.

Depois de isoladas, essas componentes são comparadas com um sinal de referência e o erro é compensado por um controlador que calcula as componentes do eixo d e q correspondentes à tensão V_{af} necessária para a implementação da indutância ativa e isolamento da componente harmônica da tensão da fonte V_{sh} . A referência do controlador é zero, pois se deseja eliminar esse componente da corrente da fonte.

Como as correntes harmônicas passam a ser representadas por componentes contínuas, um simples controlador PI (proporcional-integral) é capaz de eliminar o harmônico correspondente de forma satisfatória, sem introduzir erros de fase no sistema. A

Figura 3.5 apresenta o controlador constituído de um PI dentro da referência síncrona, apresentado em [13] para controle do Filtro Ativo híbrido.

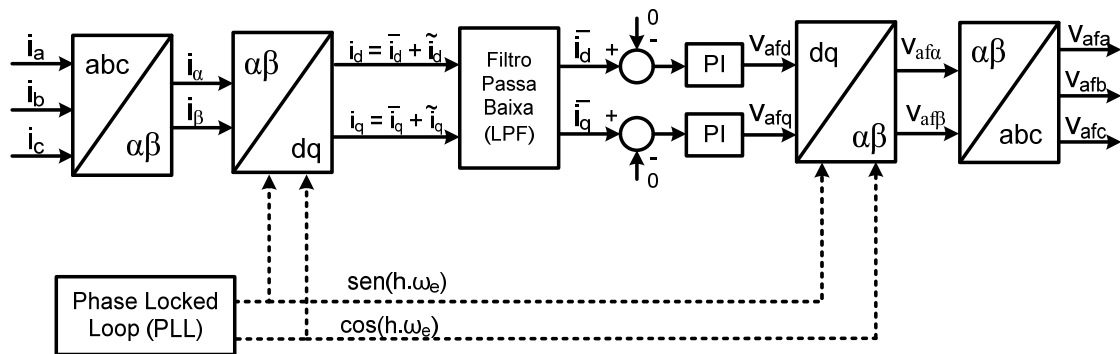


Figura 3.5 - Controlador baseado na Referência Síncrona

Como este sistema controla tanto o eixo d quanto o q da tensão do Filtro Ativo, ele é capaz de ajustar, ao mesmo tempo, a amplitude e a fase de V_{af} , possibilitando a criação de uma impedância ativa ($Z_a = r_a \pm j\omega L_a$), diferentemente do controle feito a partir da teoria da potência instantânea que utiliza somente um ganho proporcional K , e não é capaz de alterar a fase da tensão imposta, tornando possível apenas a implementação da resistência ativa.

O controlador baseado na referência síncrona apresenta boas características de compensação, rápida resposta dinâmica frente a variações de carga e imunidade a ruídos. No entanto, é extremamente dependente do algoritmo de PLL , que deve ser capaz de fornecer os vetores unitários com fase e frequência corretas em qualquer situação de operação, rejeitando qualquer distúrbio presente na rede (salto de fase,

variação de frequência, afundamento, etc.) [24]. Um desempenho pobre do algoritmo do PLL compromete a eficácia do filtro híbrido.

Outro ponto de grande atenção no projeto desse controlador é o filtro passa-baixas dos eixos d e q , que deve proporcionar grande atenuação das componentes alternadas (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q), isolando somente a componente contínua do sinal. A presença de componentes alternadas após o filtro passa-baixas gera harmônicos não desejados na tensão V_{af} , fazendo com que o Filtro Ativo se torne uma fonte de harmônicos não característicos para o sistema. O tempo de resposta do filtro passa-baixas deve ser reduzido, já que ele representa um atraso no sistema e pode comprometer o comportamento dinâmico do filtro híbrido. Assim, um compromisso entre um filtro com boa atenuação, mas também suficientemente rápido deve ser feito.

Também se deve atentar ao fato de que é necessária uma estrutura como a da

Figura 3.5 para cada harmônico compensado, o que aumenta a complexidade e esforço computacional para a compensação de vários harmônicos. Neste caso é necessária a geração de um par de vetores unitários $\sin(h.\omega_e)$ e $\cos(h.\omega_e)$ para cada harmônico, além do cálculo das respectivas transformadas, dos filtros passa-baixas e dos reguladores PI, aumentando consideravelmente o tempo computacional do algoritmo, o que limita a frequência de chaveamento do PWM e a largura de banda do filtro híbrido.

Chama-se a atenção para o fato de que, assim como a Teoria da Potência Instantânea, a Referência Síncrona foi elaborada para sistemas trifásicos e necessita de alterações para a aplicação em sistemas monofásicos [26].

4 CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

4.1 Conceito

Como discutido anteriormente a aplicação direta de um controlador PI na referência abc leva a erros de fase e amplitude em regime, apresentando resultados insatisfatórios no controle de tensão ou corrente em conversores PWM [27], devido à natureza senoidal das variáveis e referências destes sistemas.

Um integrador apresenta ganho teoricamente infinito para sinais contínuos e, por isso, tem a capacidade de rastrear perfeitamente uma dada referência dc, ou seja, eliminar o erro em regime permanente. No entanto o integrador apresenta capacidade de rastreamento limitada para sinais alternados, devido ao ganho finito para sinais com frequência diferente de zero [27].

Os controladores PI implementados na referência síncrona atingem erro zero em regime, pois a referência síncrona efetua uma demodulação do sinal alternado de entrada deslocando sua banda de frequência para a região de frequência zero. Isso possibilita a aplicação do controlador PI em um sistema dc, com sua saída sendo re-modulada, retornando a frequência original, na saída do controlador [28].

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos de um controlador implementado a partir da referência síncrona modificada para sistemas monofásicos [26][28], explicitando os passos de demodulação do sinal alternado de entrada $e(t)$, da aplicação do controlador $H_{DC}(s)$ nos sinais contínuos $e_q(t)$ e $e_d(t)$ e de modulação dos sinais de controle $v_q(t)$ e $v_d(t)$ para compor o sinal alternado $v(t)$.

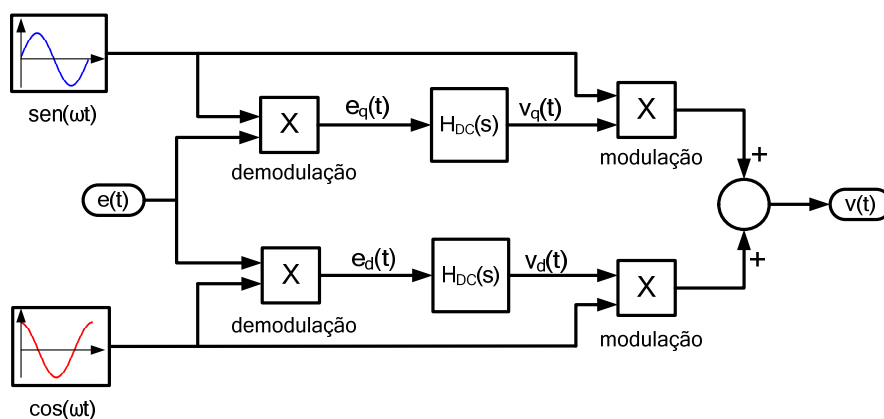


Figura 4.1 - Referência Síncrona Modificada

A Figura 4.2, por sua vez, apresenta os sinais no domínio do tempo e o respectivo espectro de frequência em cada estágio do algoritmo.

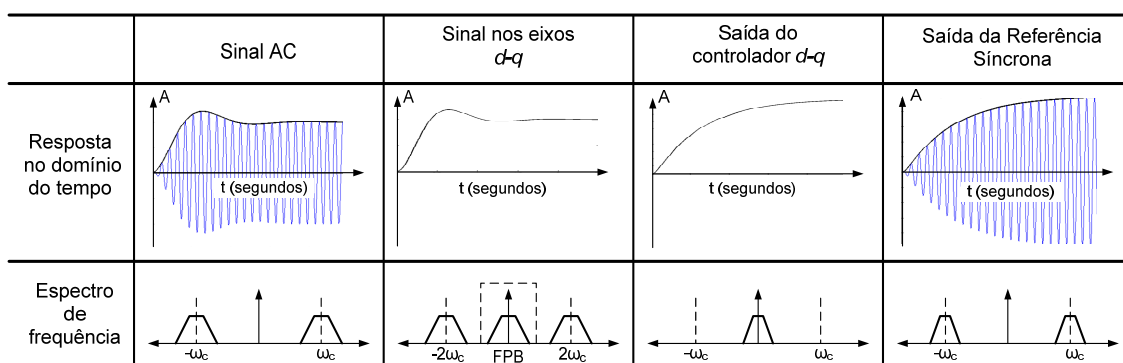


Figura 4.2 – Demodulação e Modulação dos Sinais na Referência Síncrona

A partir da idéia de deslocamento da banda de frequência do sinal, um novo controlador, denominado Proporcional Ressonante (P+R), foi proposto a partir da transformação de um controlador PI dentro da referência síncrona para o sistema de coordenadas abc [28]. Este controlador apresenta as mesmas características dos sistemas da Figura 3.5 e Figura 4.1, mas consiste de um sistema muito mais simples e que pode ser aplicado diretamente na referência abc , eliminando a necessidade do cálculo das transformadas e, principalmente, do PLL para a geração dos sinais de sincronismo com a rede [23][29].

A expressão exata necessária para a transformação de um regulador dc para um regulador ac é

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)}{2} \quad (4.1)$$

e o seu desenvolvimento completo, conforme realizado em [28], encontra-se no Apêndice A.

Se $H_{DC}(s)$ é uma função de transferência do tipo passa-baixa, esta transformação resulta em uma transformação de passa-baixa para passa-faixa ou um deslocamento para a frequência ω_0 .

Assim, um controlador na referência abc que utiliza a função $H_{AC}(s)$ terá uma resposta em frequência equivalente a um controlador na referência síncrona que utiliza a função $H_{DC}(s)$, já que essas funções se mostram matematicamente idênticas (como demonstrado no Apêndice A). Portanto, a resposta transitória dos controladores será

idêntica, independentemente da implementação, seja como um regulador ac na referência estacionária *abc* ou como um regulador dc na referência síncrona.

Devido a suas características de erro nulo em regime, boa resposta dinâmica, imunidade a ruídos e possíveis variações no sistema compensado além da simplicidade de implementação, um regulador PI convencional apresenta resultados satisfatórios para sistemas dc. Assim, um regulador ac equivalente, obtido a partir da substituição da função de transferência do PI, equação (4.2), na equação (4.1), tem a função de transferência em malha aberta dada pela equação (4.3).

$$H_{DC}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.2)$$

Substituindo (4.2) em (4.1)

$$\begin{aligned} H_{AC}(s) &= \frac{H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)}{2} \\ &= \frac{1}{2} \left[K_p + \frac{K_i}{s + j\omega_0} + K_p + \frac{K_i}{s - j\omega_0} \right] \\ &= K_p + \frac{1}{2} \left[\frac{K_i}{s + j\omega_0} + \frac{K_i}{s - j\omega_0} \right] \\ &= K_p + \frac{K_i}{2} \left[\frac{(s - j\omega_0) + (s + j\omega_0)}{(s + j\omega_0)(s - j\omega_0)} \right] \\ &= K_p + \frac{K_i}{2} \left[\frac{2s}{s^2 + \omega_0^2} \right] \end{aligned}$$

Temos por fim

$$H_{AC}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.3)$$

A equação (4.3) define a expressão do controlador Proporcional Ressonante que tem a resposta em frequência apresentada na Figura 4.3. Observe o alto ganho na frequência de ressonância do regulador.

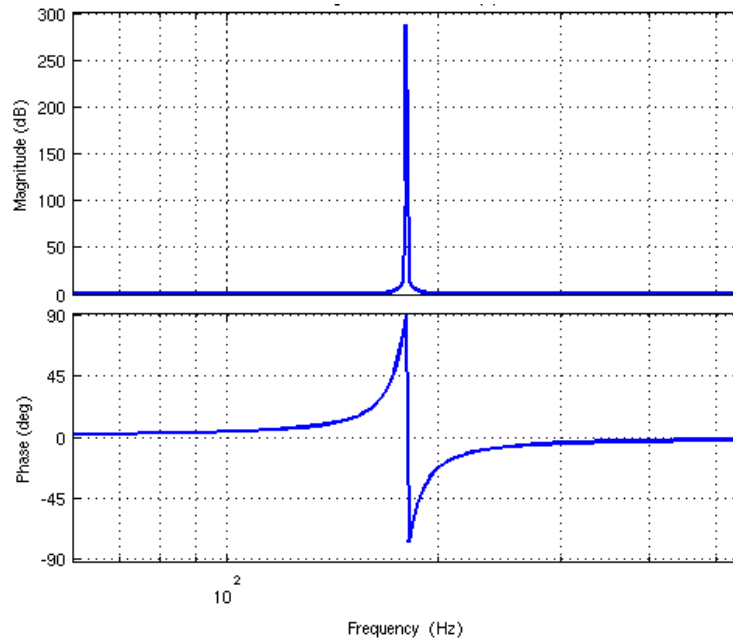


Figura 4.3 – Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante

Um controlador com função de transferência similar foi apresentado em [30], e é dado pela equação (4.4).

$$H_{AC}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.4)$$

Este regulador também atinge erro nulo em regime, mas não é derivado de uma transformação exata do controlador equivalente na referência síncrona, e em particular introduz uma defasagem de 180° no sistema, comparado com a defasagem de 90° do P+Ressonante, como ilustrado na Figura 4.4. Esta diferença de fase, em malha fechada, resulta numa resposta transitória pior para o regulador da equação (4.4) [31]. Por isso o termo ressonante da equação (4.3) será utilizado para o controle no Filtro Ativo híbrido.

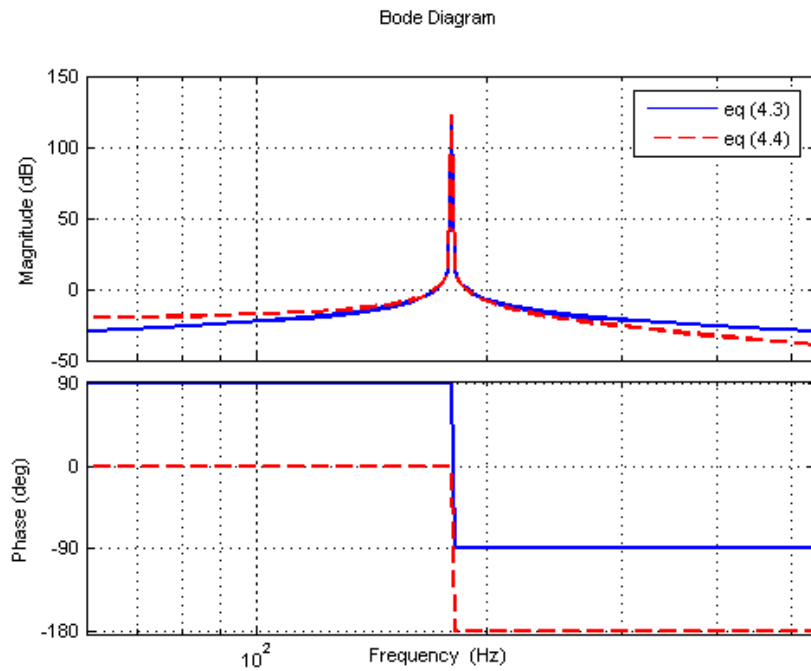


Figura 4.4 - Resposta em frequência dos termos ressonantes das equações (4.3) e (4.4)

A aplicação do controlador diretamente na referência *abc* apresenta a vantagem de exigir muito menos processamento de sinal que a implementação na referência síncrona e não exige um algoritmo de PLL para geração do sinal de sincronismo. Além do mais, a aplicação para sistemas monofásicos é direta e não difere da aplicação aos sistemas trifásicos.

5 ALGORITMO DE CONTROLE PROPOSTO

5.1 Controlador Proporcional Ressonante Aplicado ao Filtro Ativo Híbrido

O controlador Proporcional Ressonante foi proposto inicialmente para controle de corrente em conversores PWM na frequência fundamental. Entretanto, devido a suas características, logo despertou interesse também na área de Filtros Ativos, sendo aplicado com sucesso no controle de corrente de Filtros Ativos Paralelos [23][32][33] e, posteriormente, para o controle de tensão em filtros ativos híbridos [34].

Para o controle da tensão harmônica V_{af} aplicada pelo filtro híbrido utiliza-se um termo ressonante para cada frequência harmônica a ser compensada. Cada termo ressonante calcula a tensão a ser imposta pelo Filtro Ativo para criar a impedância ativa correspondente que fará a sintonia do ramo híbrido para cada harmônico mitigado. Desta forma, o controlador P+R para o Filtro Ativo Híbrido será composto por uma soma de termos ressonantes conforme equação (5.1).

$$H_{AC}(s) = K_p + \sum \frac{K_{rh}s}{s^2 + (h \cdot \omega_0)^2} \quad (5.1)$$

Onde h é a ordem do harmônico compensado, ω_0 é a frequência fundamental do sistema em rad/s e K_p e K_{rh} são os ganhos proporcional e do termo ressonante, respectivamente.

A Figura 5.1 apresenta o regulador P+R da equação (5.1), composto por seis termos ressonantes, para a compensação dos seis primeiros harmônicos de maior amplitude do espectro, ou seja, $h = \{3, 5, 7, 9, 11, 13\}$.

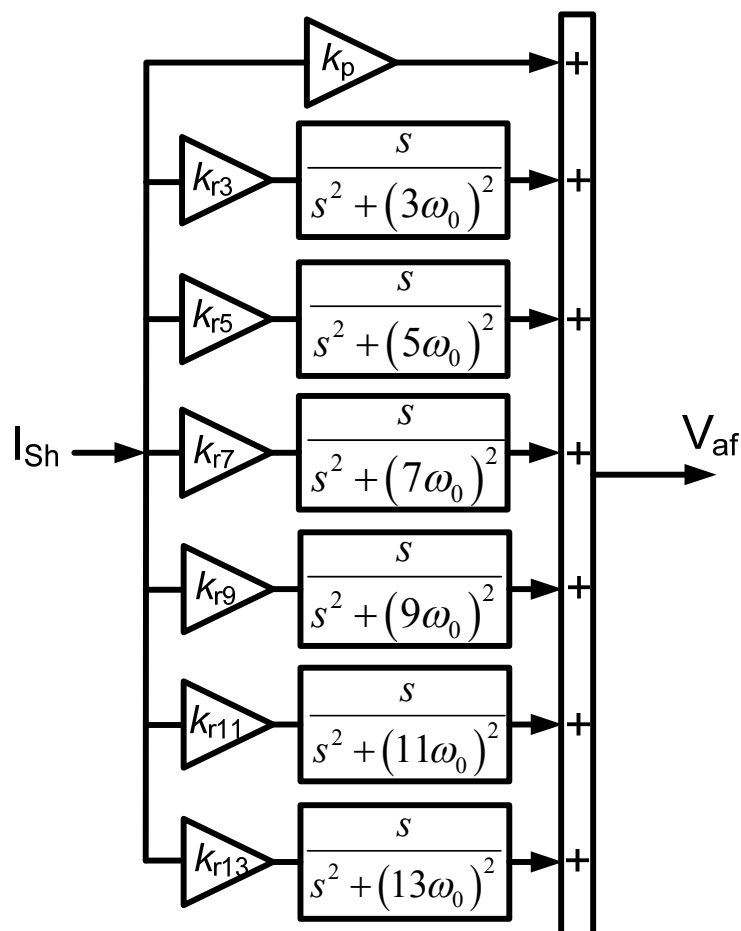


Figura 5.1 - Controlador Proporcional Ressonante para seis Harmônicos

O objetivo do Filtro Ativo Híbrido é realizar a sintonia da impedância ativa para cada harmônico, no entanto, o controle da impedância ativa pode ser feito de forma indireta realimentando apenas a corrente harmônica do sistema. Uma vez que determinado componente harmônico é eliminado da corrente da fonte, toda a corrente harmônica da carga flui pelo ramo híbrido, ou seja, a perfeita sintonia da impedância ativa foi atingida.

A partir do circuito equivalente do Filtro Híbrido, Figura 5.2, pode-se modelar a corrente harmônica da fonte I_{sh} em termos das tensões, correntes e impedâncias do sistema.

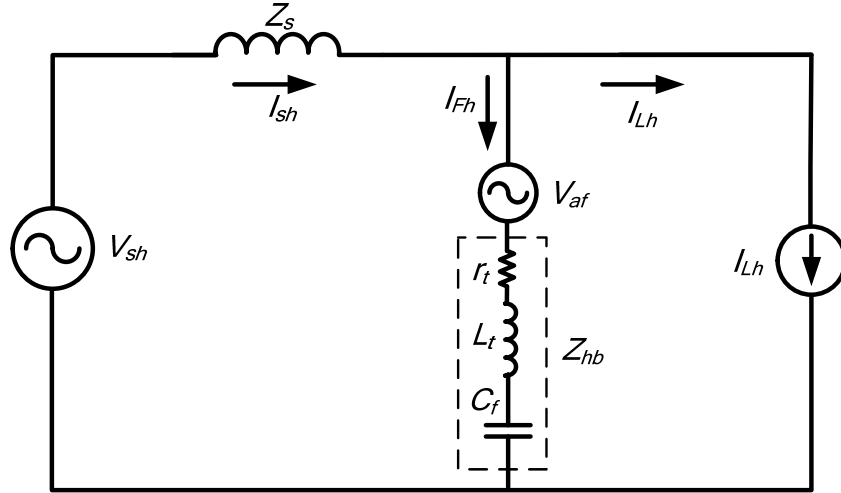


Figura 5.2 - Circuito Equivalente do filtro híbrido

A partir do circuito equivalente temos pela lei de Kirchoff das tensões que

$$V_{sh} = Z_s \cdot I_{sh} + Z_{hb} I_{Fh} + V_{af} \quad (5.2)$$

em que Z_{hb} é a impedância total do ramo híbrido composta pelo banco de capacitores (C_f) e pela indutância (L_t) e resistência (r_t) internas do transformador de acoplamento, já que esta estrutura não utiliza um indutor físico compondo uma célula passiva sintonizada [22].

O somatório das correntes no nó é dado por

$$I_{sh} = I_{Fh} + I_{Lh} \quad (5.3)$$

Logo,

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} \quad (5.4)$$

Substituindo (5.4) em (5.2):

$$V_{sh} = Z_s \cdot I_{sh} + Z_{hb}(I_{sh} - I_{Lh}) + V_{af}$$

$$V_{sh} = (Z_s + Z_{hb})I_{sh} - Z_{hb} \cdot I_{Lh} + V_{af}$$

$$V_{sh} - V_{af} + Z_{hb} \cdot I_{Lh} = (Z_s + Z_{hb})I_{sh}$$

$$I_{sh} = \underbrace{\frac{V_{sh}}{Z_s + Z_{hb}}}_{\text{influência da distorção da fonte}} + \underbrace{\frac{Z_{hb} \cdot I_{Lh}}{Z_s + Z_{hb}}}_{\text{influência da corrente de carga}} - \underbrace{\frac{V_{af}}{Z_s + Z_{hb}}}_{\text{influência da tensão do Filtro Ativo}} \quad (5.5)$$

Na equação (5.5) temos que a corrente harmônica na fonte é composta por três termos, sendo o primeiro a corrente gerada pela distorção da tensão da própria fonte, o segundo, pela corrente de carga, e o terceiro pela tensão imposta pelo Filtro Ativo.

Para que I_{sh} seja nulo temos que V_{af} deve ser

$$V_{af} = V_{sh} + Z_{hb} \cdot I_{Lh} \quad (5.6)$$

O que é condizente com a teoria apresentada por Akagi em [11].

Analisando ainda a equação (5.5) temos ainda que

$$\frac{I_{Fh}}{V_{af}} = \frac{1}{Z_s + Z_{hb}} \quad (5.7)$$

é a função de transferência que relaciona a tensão do Filtro Ativo com a corrente no ramo híbrido. A Figura 5.3 apresenta a resposta em frequência da equação (5.7), característica de um circuito RLC série.

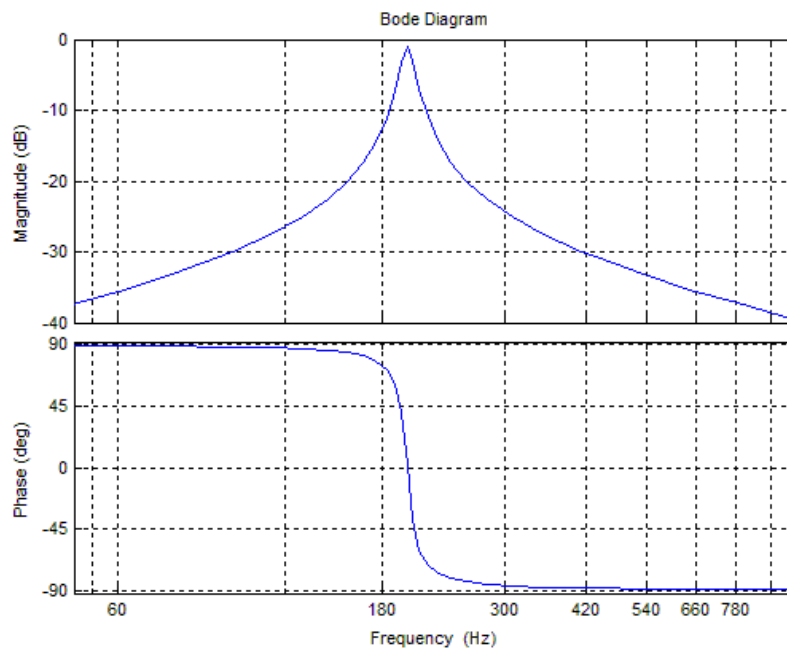


Figura 5.3 - Resposta em Frequência do Sistema em Malha Aberta sem Compensação

Considerando as equações (5.3), (5.5) e (5.7) temos que o sistema, em malha aberta, pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 5.4.

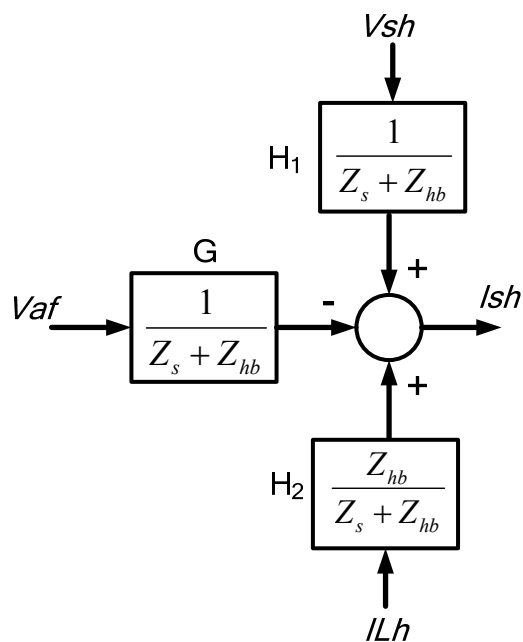


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta

Inserindo o controlador Proporcional Ressonante da Figura 5.1, sintonizado para os seis harmônicos característicos de ordem mais baixa e com a resposta em frequência dada pela Figura 5.5, obtemos a resposta em frequência em malha aberta do sistema apresentada na Figura 5.6.

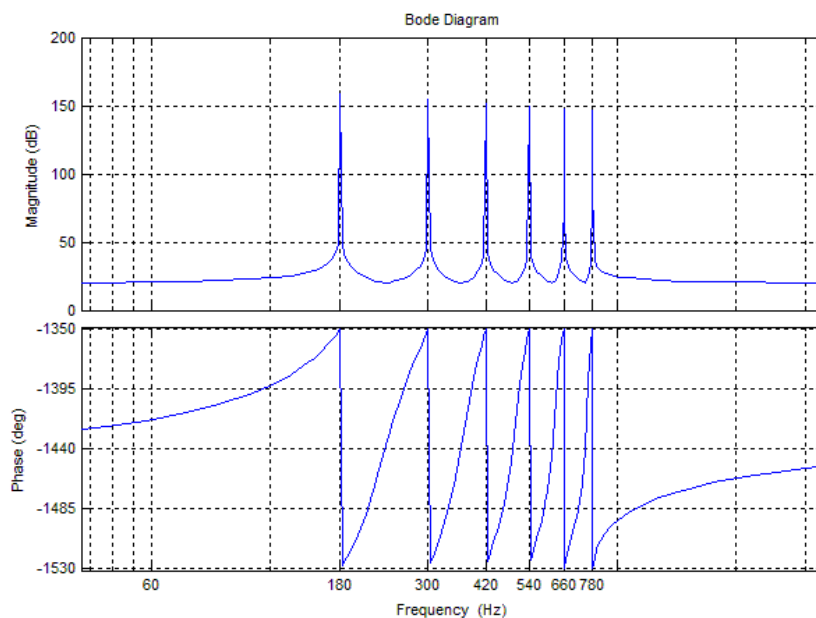


Figura 5.5 - Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante para seis harmônicos

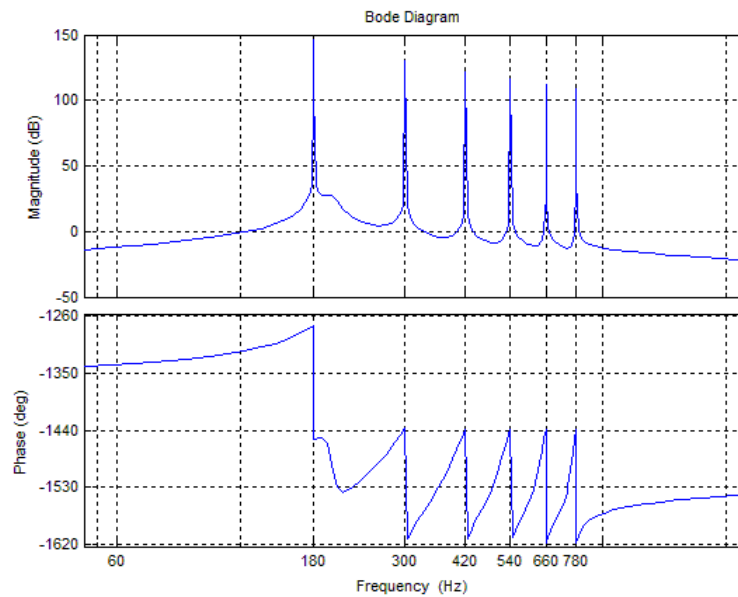


Figura 5.6 - Resposta em Frequência do sistema em malha aberta

Note os picos de ressonância adicionados pelo controlador para as frequências harmônicas compensadas no sistema em malha aberta.

Fazendo a realimentação da corrente harmônica da fonte obtemos o diagrama de blocos em malha fechada do sistema mostrado na Figura 5.7.

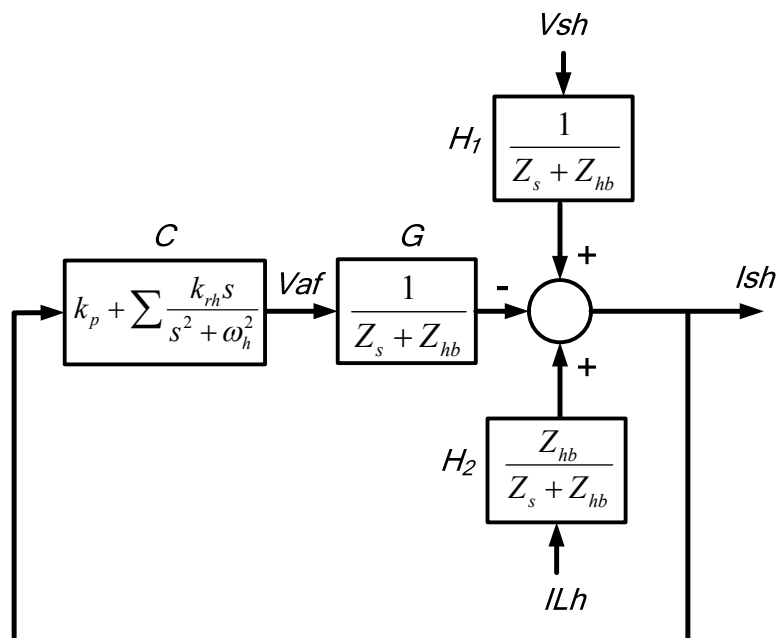


Figura 5.7 - Representação em Malha Fechada do Circuito do Filtro Ativo Híbrido

A resposta em frequência do sistema do Filtro Ativo Híbrido Ressonante em malha fechada é apresentada na Figura 5.8.

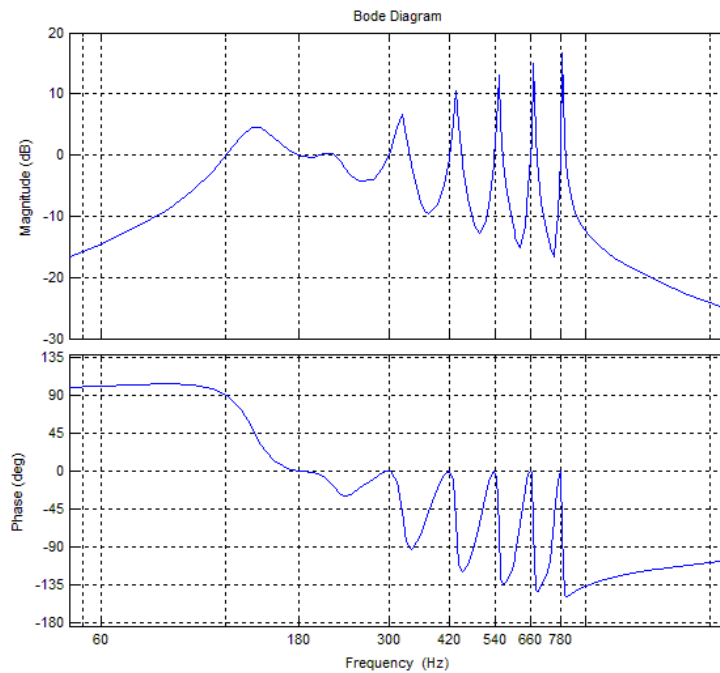


Figura 5.8 - Resposta em Frequência em Malha Fechada do Circuito do Filtro Ativo Híbrido

Nos moldes da análise de sistemas de controle, V_{sh} e I_{Lh} podem ser interpretados como distúrbios na saída da planta enquanto o sistema é considerado sem referência de entrada, já que não se deseja impor uma determinada corrente harmônica na fonte, mas sim impedir que a corrente harmônica da carga ou a gerada pela distorção da tensão da fonte flua pela mesma.

A capacidade de rejeição de distúrbios de um sistema é dada pelo gráfico de sua sensibilidade em malha fechada, definida como

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)} \quad (5.8)$$

Sendo, para o sistema do Filtro Ativo Híbrido

$$G(s) = \frac{1}{Z_s + Z_{hb}} \quad (5.9)$$

E

$$C(s) = K_p + \sum_{h=3,5,7,9,11,13} \frac{K_{rh}s}{s^2 + (h \cdot \omega_0)^2} \quad (5.10)$$

O gráfico da sensibilidade em função da frequência para o Filtro Ativo Híbrido com o Controlador Proporcional Ressonante é apresentado pela Figura 5.9. Observe a grande atenuação para os distúrbios nas frequências de sintonia do controlador.

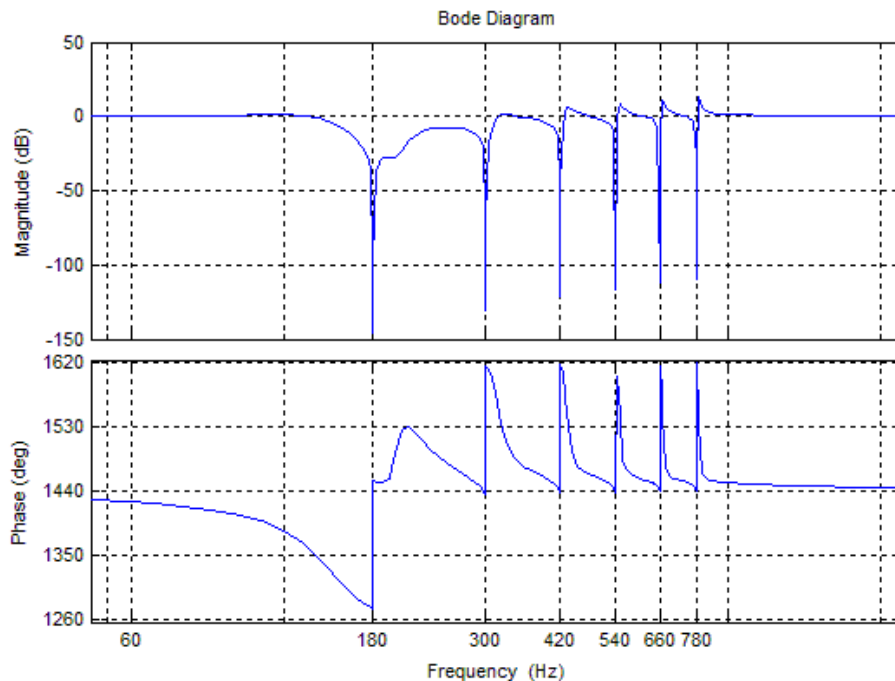


Figura 5.9 - Sensibilidade do Sistema em Malha Fechada

Uma análise mais detalhada e a demonstração matemática da capacidade do controlador Proporcional Ressonante em rejeitar os harmônicos desejados nessa estrutura encontram-se no Apêndice B.

5.2 Extração Harmônica

Todas as análises até agora foram feitas considerando-se apenas as correntes e tensões harmônicas do circuito, entretanto para que o filtro atue apenas no domínio das frequências harmônicas é necessário um algoritmo que faça a extração destas componentes dos sinais lidos pelos sensores.

O próprio termo ressonante do regulador apresenta um ganho muito maior para a sua frequência de ressonância do que para as outras frequências, como visto nas Figura 4.3 e Figura 5.5, e atua como um “filtro sintonizado” compensando apenas uma componente harmônica. No entanto, o termo proporcional K_p apresenta ganho constante

para todo o espectro e, portanto, causa influência também na componente fundamental da corrente I_s , componente essa que não deve ser afetada pelo compensador híbrido. Essa influência é causada pela imposição de tensão de 60 Hz pelo Filtro Ativo acarretando um consumo excessivo de potência ativa e afetando gravemente a regulação da tensão do link DC do Filtro Ativo, questão que será abordada com mais detalhes em capítulos seguintes.

A principal técnica para extração das componentes harmônicas é a utilização de um filtro passa-altas na Referência Síncrona como abordada no Capítulo 3. Entretanto esta técnica exige um algoritmo de PLL. Para eliminar a necessidade da referência síncrona, e do PLL, um sistema baseado na transformação do algoritmo da Figura 3.3, da referência síncrona para a referência estacionária foi proposto em [35].

Este algoritmo, denominado StatRF [35], pode ser implementado para sistemas trifásicos na referência estacionária $\alpha\beta$ pela matriz (5.11)

$$H_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s^2 + \omega_c s + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} & \frac{-\omega_0 \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \\ \frac{\omega_0 \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} & \frac{s^2 + \omega_c s + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Para sistemas monofásicos, a transformação resulta em um simples filtro sintonizado, ou filtro notch, conforme equação (5.12).

$$H_a(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5.12)$$

onde ω_0 é a frequência de sintonia do filtro e ω_c é a frequência que define a largura de banda do filtro (BW). A Figura 5.10 apresenta a resposta em frequência do filtro, indicando ω_0 e ω_c .

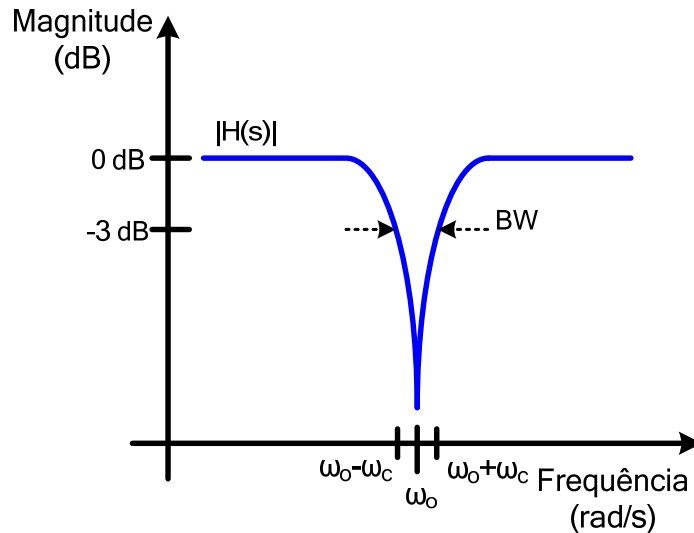


Figura 5.10 - Resposta em Frequência do Filtro Notch

Para o controle do Filtro Ativo Híbrido ω_0 é a própria frequência da rede, 60 Hz, de modo que a componente fundamental da corrente da fonte I_{sf_0} seja atenuada, restando somente os harmônicos (I_{Sh}) que serão compensados pelo regulador Proporcional Ressonante.

A escolha do parâmetro ω_c deve ser feita de forma adequada, principalmente para sistemas com variação de frequência na rede. A escolha de ω_c pequeno reduz a largura de banda do filtro e permite maior atenuação na frequência ω_0 , eliminando a frequência desejada do sinal, com pouca ou nenhuma influência nas componentes de frequências próximas. Entretanto se houver um pequeno desvio na frequência fundamental a filtragem será comprometida. Optando por um ω_c maior, teremos uma maior robustez contra desvio de frequência fundamental, entretanto a atenuação em ω_0 será menor e haverá maior influência nas frequências vizinhas.

Como a variação na frequência da rede em sistemas industriais conectados ao sistema de distribuição tende a ser baixa o parâmetro ω_c foi selecionado como 6,28 rad/s (1 Hz).

5.3 Algoritmo anti-windup

Um problema recorrente na implementação de sistemas de controle é o fato dos sistemas reais apresentarem saturação nos atuadores. O caso do Filtro Ativo não é diferente e a tensão V_{af} máxima que pode ser imposta pelo conversor VSI é limitada pela tensão do seu barramento DC.

No caso do Filtro Ativo Híbrido, o problema da saturação é ainda pior, pois o controlador Proporcional Ressonante gera um sinal de saída senoidal e a utilização de um bloco simples de saturação causa cortes do sinal controle. Isso leva à distorção da onda de tensão na saída do conversor, que passa a conter mais de uma frequência e não é mais capaz de sintonizar corretamente a impedância ativa na frequência desejada, aumentando o erro de entrada do controlador que responde aumentando ainda mais a amplitude do sinal de controle, levando muitas vezes o sistema para a instabilidade.

Uma solução para a saturação do sinal do controlador Ressonante é a aplicação de um compensador *anti-windup*. Esse compensador é aplicado a sistemas de controle com ação integral com saturação e tem a função de recuperar a linearidade do sistema em condições de saturação, garantindo a estabilidade e reduzindo a degradação do desempenho do controlador quando a saturação ocorre [36]. Vários tipos de compensadores podem ser aplicados com a função *anti-windup*. Em sistemas com controlador PI, uma opção é reduzir a ação integral do regulador na ocorrência de saturação. Esse conceito pode ser aplicado diretamente para o controlador Proporcional Ressonante, reduzindo a ação do termo Ressonante quando a saturação ocorre [37]. Uma maneira simples para a implementação de um sistema *anti-windup* no controlador Proporcional Ressonante é dada pelo diagrama de blocos da Figura 5.11 [37].

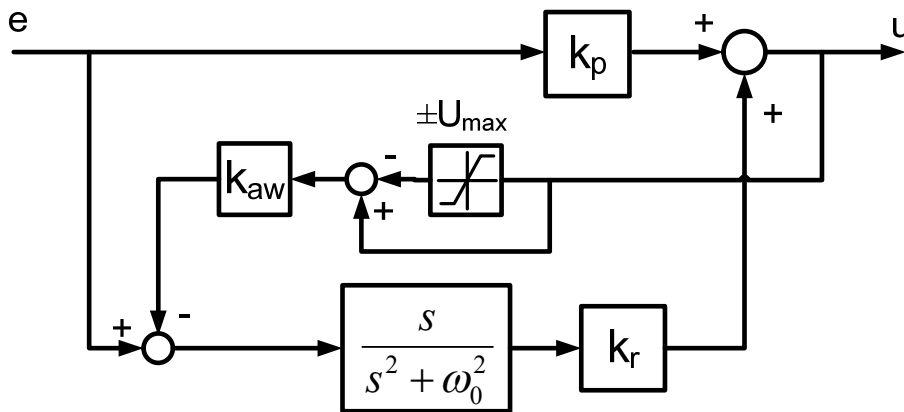


Figura 5.11 - Diagrama de Blocos do Compensador *Anti-windup*

O sistema *anti-windup* compara a saída do controlador Proporcional Ressonante com os limites máximos de tensão que podem ser aplicados ($\pm U_{\max}$), gerando um erro correspondente a parte do sinal u que ultrapassa $\pm U_{\max}$, esse erro é multiplicado por um ganho k_{aw} e subtraído do erro e da entrada do controlador. Desse modo, se houver

saturação no sistema o erro não aumentará indefinidamente, pois será limitado pelo *anti-windup*, logo a ação do termo ressonante também será limitada, sem grandes distorções do sinal de saída u , garantindo a estabilidade do sistema.

Essa ação pode ocorrer tanto em transitórios, quando o controle tenta impor momentaneamente uma tensão maior do que o conversor é capaz, ou em regime, quando a potência harmônica da carga é maior do que a do Filtro Híbrido. No segundo caso, o *anti-windup* possibilita que o controlador atue com um erro residual em regime e que o equipamento compense as correntes harmônicas somente até sua capacidade física. No entanto, essa operação pode ocorrer apenas dentro de certos níveis de sobrecarga, pois uma sobrecarga muito elevada acarreta queda significativa no desempenho do Filtro Híbrido, tornando sua operação pouco eficiente.

5.4 Controle do Link DC

Para o perfeito funcionamento do Filtro Híbrido, é necessária a regulação da tensão no capacitor do link DC do conversor VSI, que é onde será armazenada a energia utilizada para a imposição da tensão de compensação V_{af} . O controle de V_{af} assume que a tensão DC é fixada em um determinado valor de referência. Assim deve-se implementar uma outra malha de controle para o link DC, que tem a função de garantir que sua tensão permaneça regulada no valor de referência, independentemente da condição de operação do Filtro Ativo [38].

Esta malha de controle é implementada na frequência fundamental e, assim, é naturalmente desacoplada do controle de tensão harmônica, uma vez que se encontra em um “espaço” de frequência diferente.

A carga do link DC é feita a partir da própria ponte H do conversor, Figura 5.12. Nesta situação ele opera como um retificador PWM, que realiza a retificação da tensão, mantendo a distorção harmônica em níveis muito baixos, já que os harmônicos gerados serão na frequência de chaveamento do PWM, da ordem de dezenas de quilohertz [39].

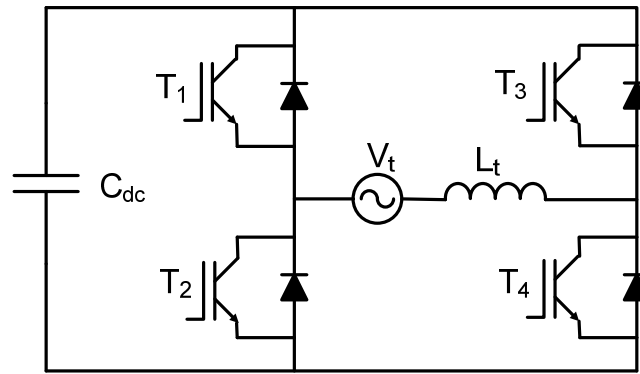


Figura 5.12 - Circuito do conversor VSI como retificador ativo

Nesta operação, a ponte opera como um chopper elevador [38], que será brevemente descrito em duas etapas. Um ponto de atenção é que, nesse tipo de retificador, a tensão em C_{dc} será sempre maior que V_t , para que os semicondutores estejam em condição de operar conforme descrito a seguir.

Considerando-se o semi-ciclo positivo da tensão V_t , para T2 e T3 fechadas como na Figura 5.13, a corrente circula apenas na indutância do transformador de acoplamento L_t , que armazena energia em forma de campo magnético.

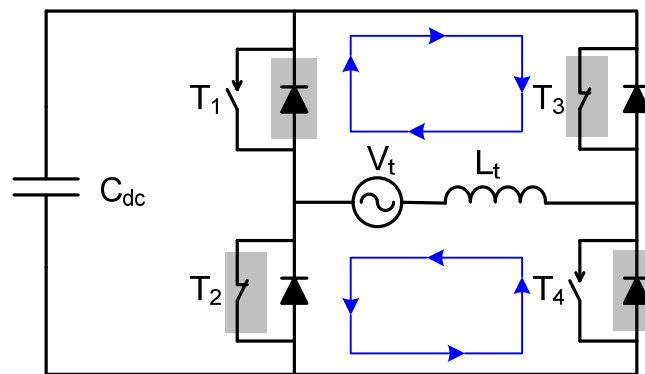


Figura 5.13 - Armazenamento de Energia na indutância L_t com T2 e T3 fechadas

Com a abertura das chaves T2 e T3, a força contra eletromotriz da bobina L_t fará com que a corrente continue a fluir no mesmo sentido da Figura 5.13 pelos diodos de roda livre de T1 e T4, entretanto, como os diodos de T2 e T3 encontram-se em condição de bloqueio, a corrente passa a fluir para o capacitor C_{dc} , carregando o mesmo. Este processo é demonstrado na Figura 5.14. Note que a tensão sobre o capacitor neste instante é $V_t + V_{L_t}$, ou seja, o capacitor é carregado com uma tensão maior que a tensão do transformador V_t .

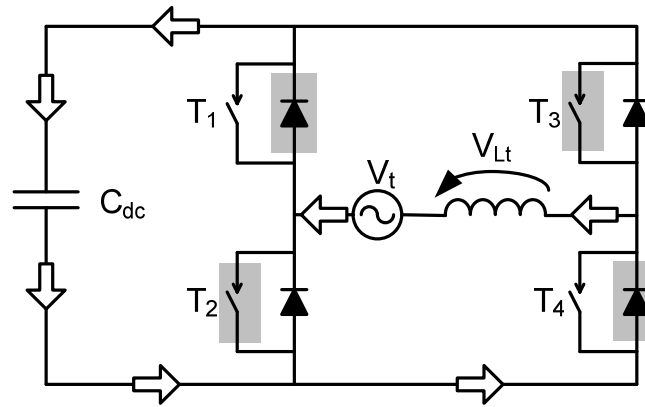


Figura 5.14 Transferência da Energia da indutância L_t para o capacitor C_{dc} com T2 e T3 abertas

O mecanismo é análogo para o semi-ciclo negativo, mas com o chaveamento de T1 e T4. Esse processo se repete a cada fechamento e abertura das chaves e a razão entre o tempo em que elas se encontram abertas e o tempo em que estão fechadas, denominado índice de modulação, determina se mais ou menos energia vai ser armazenada no indutor, aumentando ou reduzindo o nível de tensão no capacitor C_{dc} .

Para se realizar a modulação PWM dos IGBT's, é necessário gerar uma referência senoidal de tensão em fase com a componente fundamental da corrente que passa pelo conversor. Normalmente, esse sinal é obtido a partir de um PLL que pode ser sincronizado com a tensão da rede ou do capacitor C_f do ramo híbrido. O PLL disponibiliza uma componente em fase com a rede e uma componente ortogonal. No caso de estar sincronizado com o capacitor, a componente ortogonal do PLL possui a mesma fase da corrente do Filtro Híbrido, já que a corrente em um elemento capacitivo é 90° adiantada de sua tensão, e pode servir como sinal de referência para a carga do link DC [38].

Como o sistema proposto não utiliza um algoritmo de PLL para sincronismo, o sinal senoidal é obtido diretamente da corrente do Filtro Híbrido e sua componente fundamental I_{Ff0} é extraída a partir de um filtro sintonizado em 60 Hz conforme esquema da Figura 5.15. Essa estrutura não introduz erro significativo de fase na componente fundamental I_{Ff0} , garantindo um sinal com a fase apropriada para a carga do link DC.

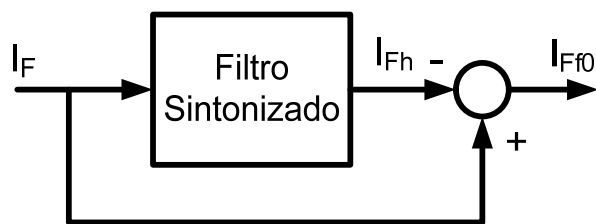


Figura 5.15 Obtenção da Corrente Fundamental do Filtro

A amplitude da tensão aplicada é calculada por um regulador PI a partir do erro entre a tensão real no link DC (V_{DC}) e sua referência (V_{DC}^*). A saída do regulador é multiplicada por I_{Ff0} , gerando uma tensão senoidal em fase com a corrente do filtro e com a amplitude necessária para carregar o link DC no respectivo valor de referência. A malha de controle completa é apresentada na Figura 5.16

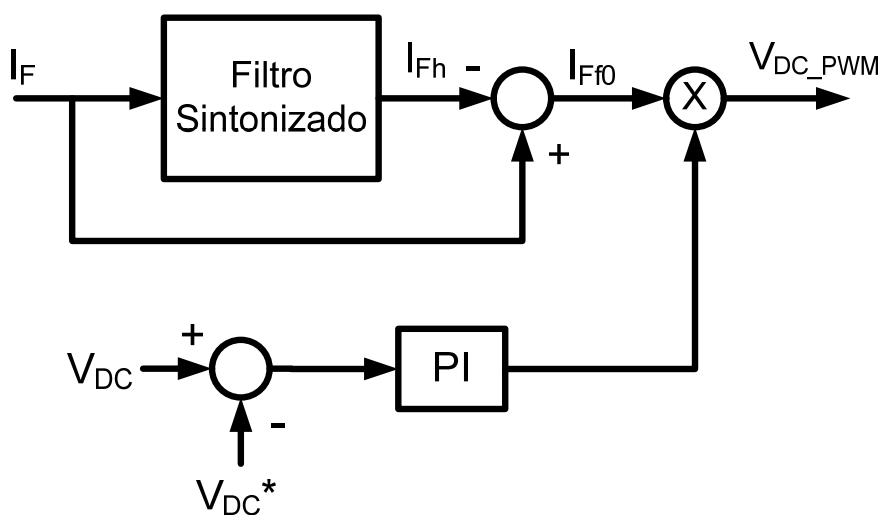


Figura 5.16 Malha de Controle para Regulação do link DC

5.5 Discretização do Controlador

Até o momento foram apresentados os conceitos e funções de transferência do controlador Proporcional Ressonante no domínio do tempo contínuo, entretanto, em aplicações reais esses algoritmos são implementados em processadores digitais, como microcontroladores ou Processadores Digitais de Sinais. Para que a resposta da implementação digital seja correspondente com os estudos teóricos, realizados para o tempo contínuo, é muito importante efetuar uma discretização correta. O controlador

Proporcional Ressonante é especialmente sensível ao processo de discretização devido a sua banda extremamente estreita e altíssimo ganho nessa banda, em que qualquer desvio dos pólos ressonantes acarreta uma grande perda de desempenho.

Uma maneira para a discretização do controlador é o desenvolvimento das funções de transferência para o tempo contínuo e aplicação de um dos métodos de discretização da Tabela 5.1 [40].

Tabela 5.1 - Métodos de Discretização

Método	Relação
Forward Euler	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s z^{-1}}$
Backward Euler	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$
Tustin	$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
ZOH	$H(z) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{H(s)}{s} \right\}$
Pólos e Zeros Casados	$z = e^{T_s s}$
Impulse Invariant	$H(z) = Z\{H(s)\}$

As funções de transferência para o termo ressonante $\frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$ no domínio z, resultantes da aplicação de cada método, são apresentadas na Tabela 5.2.

Para a transformação com pólos e zeros casados, k' deve ser ajustado para garantir o mesmo ganho no domínio contínuo e discreto para algumas frequências. Os melhores resultados, entre essas técnicas, são obtidos com os métodos *Impulse invariant* e ZOH [40][41]. A implementação das funções de transferência é feita então nos processadores digitais a partir de equações de diferenças. A maior vantagem desse método é uma resolução muito boa, independente da frequência de amostragem, além da simplicidade de aplicação, enquanto a maior desvantagem é que as transformações devem ser calculadas off-line impossibilitando uma opção de adaptação com a frequência da rede.

Tabela 5.2 - Funções de Transferência geradas no domínio z

Tipo de integrador	Função de transferência no domínio z
Forward Euler	$H(z) = T_s \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}(\omega_0^2 T_s^2 + 1)}$
Backward Euler	$H(z) = T_s \cdot \frac{1 - z^{-1}}{(\omega_0^2 T_s^2 + 1) - 2z^{-1} + z^{-2}}$
Tustin	$H(z) = 2T_s \cdot \frac{1 - z^{-2}}{(4 + \omega_0^2 T_s^2) + z^{-1}(2\omega_0^2 T_s^2 - 8) + z^{-2}(4 + \omega_0^2 T_s^2)}$
ZOH	$H(z) = \frac{\text{sen}(\omega_0 T_s)}{\omega_0} \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}}$
Pólos e Zeros Casados	$H(z) = k' \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}}$
Impulse Invariant	$H(z) = T_s \cdot \frac{1 - z^{-1} \cos(\omega_0 T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}}$

Outra maneira de discretizar o termo ressonante do controlador é expandi-lo em duas integrais, conforme representado na Figura 5.17 [41]. Esta estrutura permite que o controlador seja adaptativo em relação à frequência, já que a função de transferência do termo ressonante pode ser calculada on-line, a partir dos dois integradores e da frequência que seria estimada em tempo real [41].

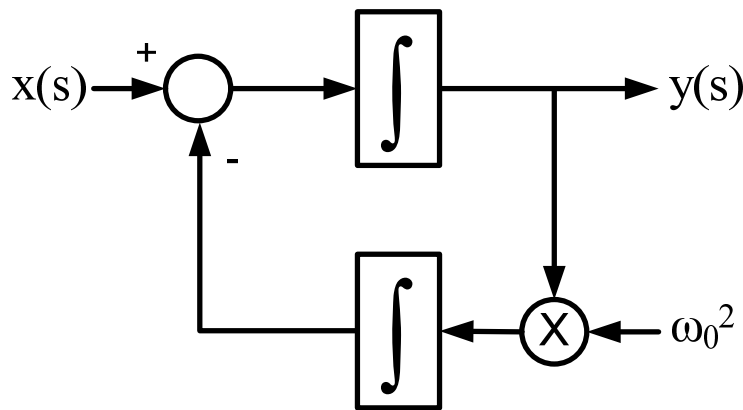


Figura 5.17 - Diagrama de Blocos do Termo Ressonante

Apesar desta vantagem esta metodologia apresenta problemas quanto à discretização dos integradores, já que a aplicação dos métodos de ZOH e *Impulse Invariant* a cada integrador separadamente não leva às mesmas equações da Tabela 5.2. Na realidade, discretizar um integrador pelo método ZOH resulta na mesma resposta que a substituição de *Forward Euler*, enquanto o método *Impulse Invariant* leva à mesma resposta do método de *Backward Euler*. Assim, para a discretização de cada

integrador os métodos mais indicados são a substituição de Tustin para os dois integradores [41] ou *Forward Euler* para o integrador direto e *Backward Euler* para o integrador da realimentação [42].

Foi provado em [28] que controladores ressonantes amortecidos não apresentam ganho infinito para a frequência de ressonância, não garantindo perfeito rastreamento, e, por isso, não devem ser utilizados. Os métodos de *Forward Euler* e *Backward Euler* levam a pólos amortecidos [41] e devem ser evitados. Embora alguns métodos apresentem fator de amortecimento nulo e, conseqüentemente, altíssimos ganhos na frequência de ressonância, eles podem levar a desvios nessa frequência de modo que a frequência de ressonância do compensador discreto seja diferente da frequência original do controlador no domínio do tempo contínuo. A transformação de Tustin apresenta os desvios mais significantes, embora os métodos baseados na discretização dos dois integradores também apresentem desvios consideráveis mesmo para harmônicos de baixa ordem e altas frequências de amostragem [41]. Logo, esse tipo de discretização só é viável para aplicações que necessitam de adaptação da frequência do controlador conforme variações da rede. A aplicação direta em sistemas adaptativos das equações obtidas na Tabela 5.2 para o método ZOH, por exemplo, também se mostram restritivas já que exigem cálculos de funções trigonométricas que demandam tempo computacional considerável.

Neste trabalho, optou-se por um algoritmo mais simples, sem adaptação dos controladores a variações de frequência da rede, visto que, na maioria das instalações, as variações de frequência são mínimas e muitas vezes não justificam a utilização de algoritmos mais complexos e, no caso, mais sensíveis a erros de implementação. A literatura apresenta diversos estudos acerca da melhoria dos controladores ressonantes adaptativos, entretanto isto não será discutido aqui por não ser o foco do trabalho.

Desta maneira, como todos os parâmetros são calculados off-line, o método de discretização utilizado para o controlador Proporcional Ressonante foi o ZOH, devido a sua simplicidade de aplicação e por apresentar ótimos resultados como poderá ser observado nas simulações e experimentos práticos dos capítulos seguintes.

Na discretização do filtro notch para extração da componente fundamental da corrente, foi utilizado o método de Tustin, muito comum em aplicações de filtros digitais. Essa opção apresentou resultados satisfatórios já que esse filtro trabalha a uma frequência baixa, 60 Hz, e o método não sofre de desvios na frequência de ressonância nessa faixa para o tempo de amostragem utilizado de 24,95 μ s.

Todo o algoritmo de controle será implementado no DSP *TMS320F2812* da *Texas Instruments*. Esse DSP opera com aritmética de ponto fixo de 32 bits e emula a aritmética de ponto flutuante através da biblioteca *IQmath*. Assim, outro ponto que deve ser observado na implementação discreta do controlador é a influência da resolução da representação em ponto fixo dos coeficientes das equações de diferenças no DSP. Foi ressaltado em [35] as variações ocorridas, tanto na atenuação, quanto na frequência de sintonia de filtros digitais de acordo com a resolução da representação numérica utilizada. Erros consideráveis podem ocorrer principalmente em filtros sintonizados e ressonantes, quando implementados em DSP's de ponto fixo de 16 bits [35]. Entretanto, a utilização de hardware de 32 bits apresenta uma ótima resolução dos coeficientes dos filtros, garantindo uma boa atenuação para o filtro notch e ganhos elevados para as frequências de ressonância dos controladores. A utilização de uma taxa de amostragem de 40 kHz também garante uma alta relação entre a frequência de amostragem e a de sintonia dos filtros e controladores, minimizando os desvios nas mesmas.

6 SIMULAÇÕES

6.1 Determinação dos ganhos dos controladores

O projeto do controlador Proporcional Ressonante é um processo ainda não sedimentado na literatura, ou seja, não existe um método analítico definitivo para o cálculo dos ganhos do controlador a partir de especificações de desempenho como ocorre com controladores PI, por exemplo. Alguns métodos utilizados por alguns autores são derivados da análise da resposta em frequência, normalmente aplicada para o cálculo de controladores PI ou PID em sistemas DC, e se baseiam nos conceitos de margem de fase e margem de ganho para obter ao menos estimativas do desempenho do controlador para determinados parâmetros [42][43]. Tomemos como exemplo o cálculo de um controlador Proporcional Ressonante aplicado em um Filtro Ativo Shunt. A Figura 6.1 apresenta a função de transferência do sistema em malha aberta com o controlador Proporcional Ressonante para uma frequência. A função de transferência do Filtro Shunt é dada por um circuito R-L e tem características de um filtro passa-baixas, neste caso os conceitos de margem de fase e de ganho ainda são válidos e podem dar uma idéia do comportamento dinâmico do compensador. Assim, a determinação do ganho Proporcional k_p pode ser feita em termos da resposta em frequência do sistema definindo sua largura de banda com uma margem de fase adequada que garanta a estabilidade do sistema [42]. No exemplo da Figura 6.1 a margem de fase é de 86° , o que representa uma ótima estabilidade.

No entanto, essa análise direta não é aplicável a qualquer sistema. No caso do Filtro Híbrido Ressonante, sua resposta em frequência apresenta um pico de ressonância entre a indutância do transformados de acoplamento e a capacitância do banco de capacitores.

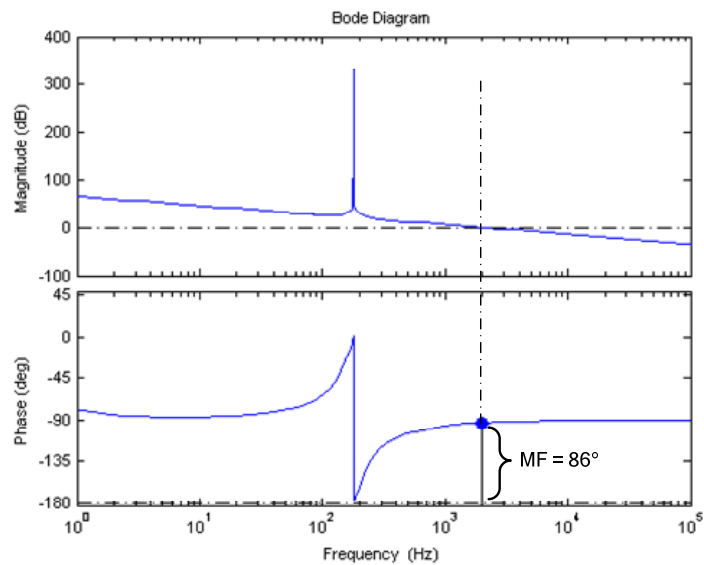


Figura 6.1 - Diagrama de Bode em malha aberta do controlador Proporcional Ressonante aplicado a um Filtro Ativo Shunt

A Figura 6.2 mostra o diagrama de bode do Filtro Híbrido com o mesmo controlador do exemplo anterior, neste caso vemos que o diagrama cruza a linha de 0 dB mais que uma vez, descaracterizando a análise direta convencional da resposta em frequência. Logo, este tipo de análise se torna inadequada para o projeto do controlador.

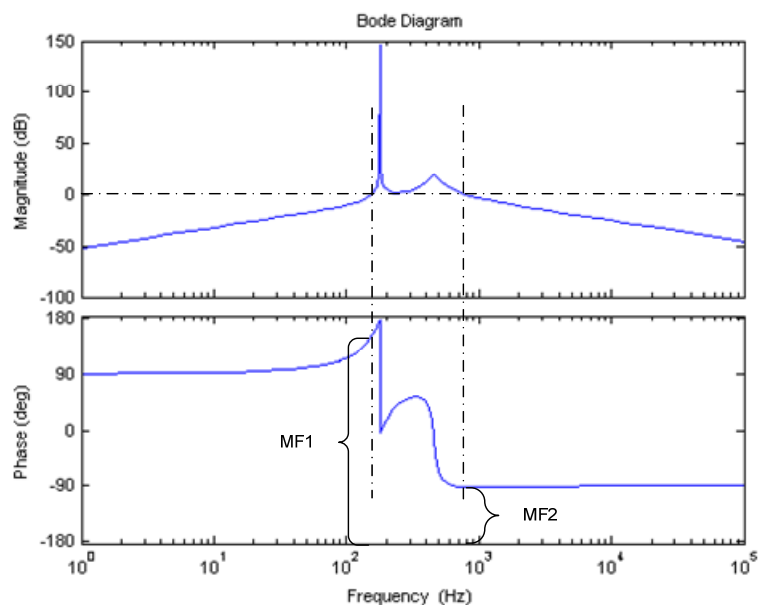


Figura 6.2 - Diagrama de Bode em malha aberta do controlador Proporcional Ressonante aplicado ao Filtro Híbrido Ressonante

Uma análise utilizando o método do lugar das raízes é recomendada para o projeto de sistemas de controle com o regulador Proporcional Ressonante [30][33].

A partir de algumas características do próprio controlador, da observação do lugar das raízes em malha fechada do sistema e simulações computacionais do circuito é possível estabelecer um critério simples para a determinação dos ganhos do controlador.

Como já apresentado no Capítulo 4, o termo ressonante apresenta um ganho teoricamente infinito na sua frequência de ressonância sendo o responsável pela eliminação do erro em regime. Assim o ganho K_r do termo ressonante deve ser selecionado de modo que seja suficientemente grande para garantir a eliminação do harmônico de interesse.

Ao mesmo tempo, o termo ressonante apresenta ganho muito baixo fora da sua frequência de ressonância, apresentando menor influência na resposta transitória do sistema, sendo o termo proporcional K_p o principal responsável pela resposta dinâmica do controlador. Teoricamente quanto maior o ganho proporcional mais rápida será a resposta dinâmica do controlador, entretanto o sistema real apresenta limitações físicas e um ganho muito elevado pode fazer com que o controlador, em uma situação extrema de transitório, tente impor uma variação no sinal de controle maior do que a capacidade do conversor PWM [28]. Isso pode causar também a saturação do PWM e levar o sistema à instabilidade. Note que atenção deve ser dada a essa situação no projeto do controlador mesmo com o uso do algoritmo de *anti-windup* descrito no Capítulo 5 pois esse tipo de saturação ainda pode ocorrer já que o *anti-windup* atua somente no termo ressonante do controlador.

A partir destas considerações o método utilizado para a determinação dos ganhos do controlador Proporcional Ressonante foi a escolha de ganhos iniciais de valor baixo, que garantissem a estabilidade teórica do sistema em malha fechada observado pelo lugar das raízes do sistema. A partir dos ganhos iniciais foram realizadas simulações do sistema no software MATLAB/Simulink® a fim de verificar se os objetivos da malha foram atingidos: total eliminação dos harmônicos desejados com tempo de resposta razoável. Se determinado harmônico não foi completamente eliminado, ou seja, ainda existe erro em regime permanente, o ganho K_r deve ser incrementado. Se a resposta transitória for muito lenta deve-se aumentar o ganho proporcional K_p . Para o novo conjunto de ganhos analisa-se a estabilidade pelo lugar das raízes e então novas simulações são efetuadas, até a obtenção de resultados satisfatórios, tanto para resposta em regime como tempo de acomodação em transitórios.

6.2 Resultados de Simulações

Para verificar o funcionamento do algoritmo de controle, validar os conceitos apresentados e determinar os parâmetros de compensação o sistema do Filtro Híbrido Ressonante foi simulado no software MATLAB/Simulink®.

O circuito montado para a simulação é apresentado na Figura 6.3, e trata-se de um equivalente monofásico da topologia híbrida utilizada. Para simplificação do modelo e redução do tempo computacional, o conversor de frequência foi substituído por uma fonte de tensão controlável.

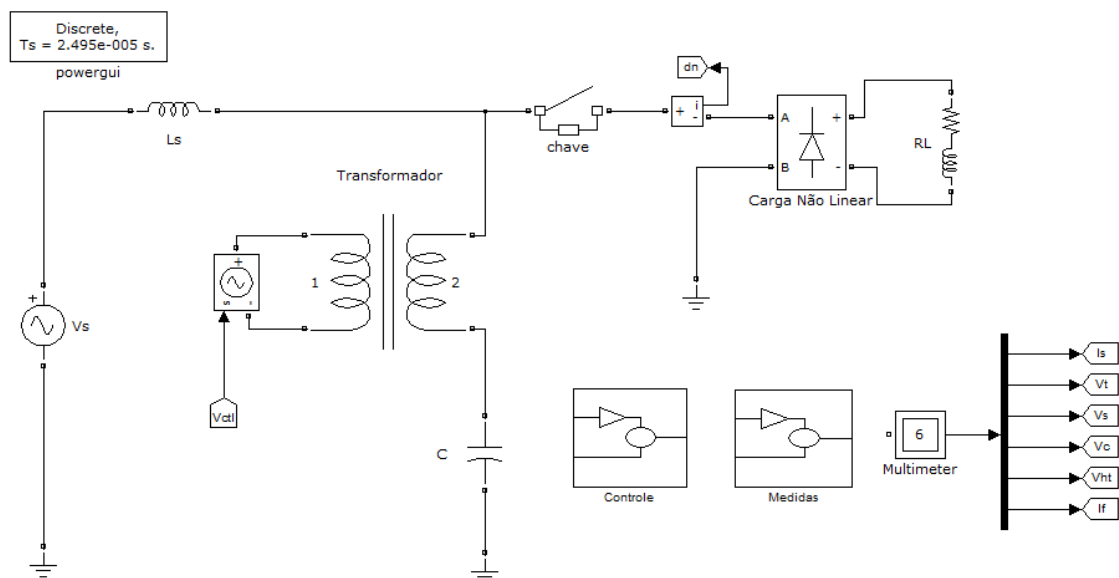


Figura 6.3 - Diagrama de Simulação do Filtro Ativo Híbrido

A Figura 6.4 apresenta o conteúdo do bloco de controle da Figura 6.3.

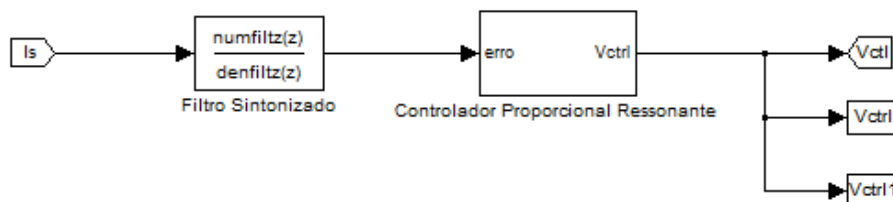


Figura 6.4 - Detalhe do Bloco Controle da Simulação

A Figura 6.5 apresenta o bloco Controlador Proporcional Ressonante para uma frequência, o controlador completo consiste de mais 5 blocos “controlador ressonante” para os demais harmônicos, com seus respectivos algoritmos de *anti wind-up*.

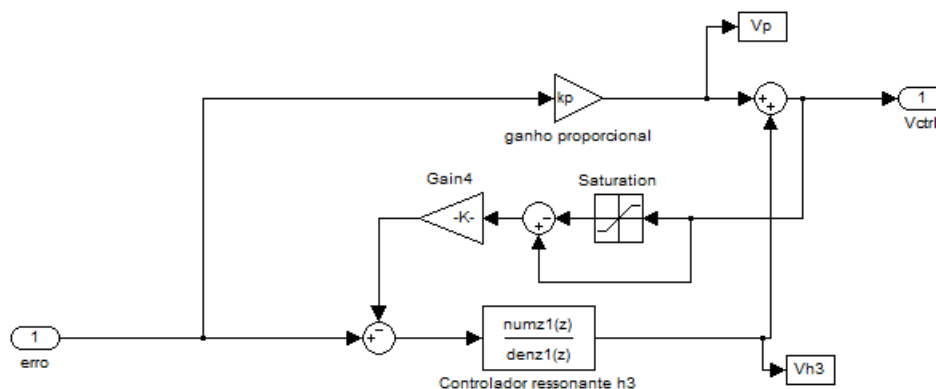


Figura 6.5 – Detalhe do Bloco Controlador Proporcional Ressonante para uma Frequência
Os parâmetros do circuito utilizados na simulação encontram-se na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Parâmetros de Simulação

Fonte de Tensão	Carga Não-Linear	Transformador de Acoplamento	Frequência de Amostragem	Banco de Capacitor
Monofásica 127 V RMS 60 Hz	Retificador a diodos R - 30Ω L - 100 mH	440V: 110V 1kVA Z% = 54%	40kHz	40 μF

Após várias simulações os ganhos que apresentaram melhor resposta para os controladores foram $K_p = 10$ e $K_r = 7000$. Um ganho igual foi utilizado para todos os termos ressonantes. A Figura 6.6 apresenta o lugar das raízes do sistema em malha fechada com o controlador Proporcional Ressonante com os ganhos citados mostrando que todos os pólos encontram-se no semi-plano esquerdo, garantindo a estabilidade teórica do sistema.

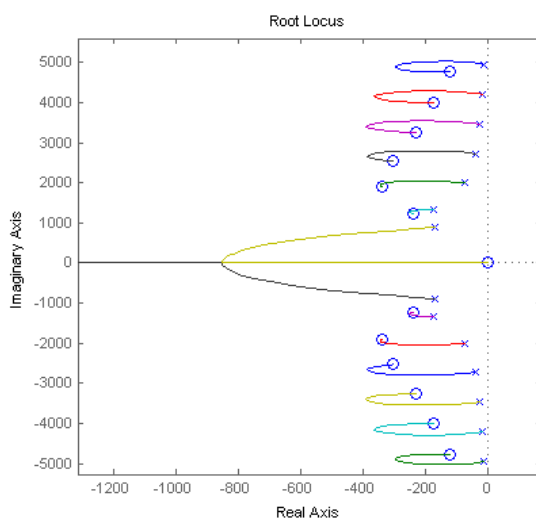


Figura 6.6 - Lugar das raízes do sistema em malha fechada

6.2.1 Regime Permanente

Esta seção apresenta os resultados de simulação para a resposta em regime permanente do controle proposto. Primeiramente considerou-se a fonte sem distorção, verificando a compensação apenas da componente harmônica da carga.

A Figura 6.7 apresenta as formas de onda das correntes no sistema. A corrente de carga I_L é característica de um retificador monofásico tipo fonte de corrente, com indutor do lado CC.

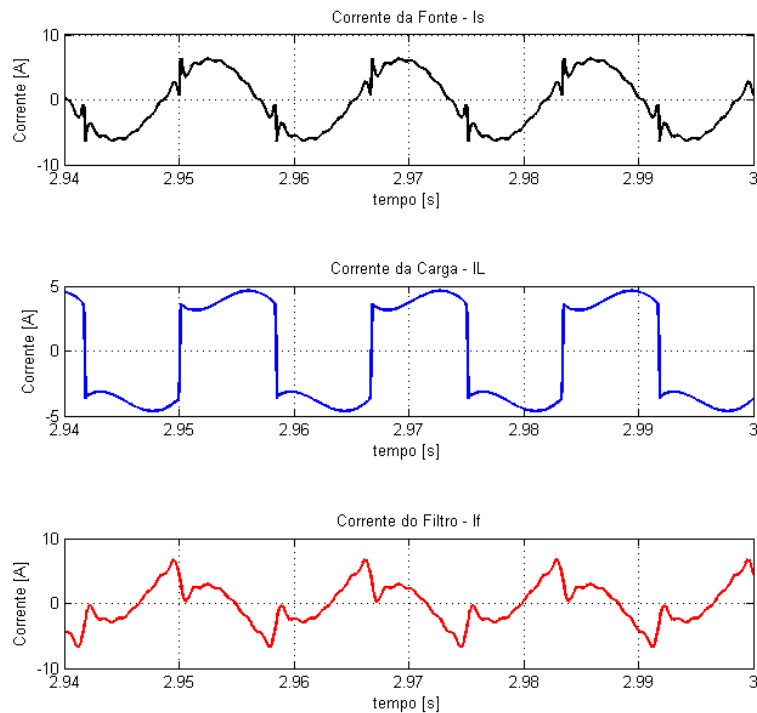


Figura 6.7 - Formas de onda das Correntes do sistema

A corrente da fonte I_S apresenta formato muito mais próximo da senóide que a corrente de carga, mostrando que o algoritmo de compensação aplicado a topologia do Filtro Híbrido é eficaz na mitigação harmônica. A Figura 6.8 traz o espectro harmônico das duas correntes, fonte e carga. Os harmônicos de sintonia dos controladores ressonantes são completamente eliminados da corrente da fonte o que causa redução expressiva na distorção harmônica total, que passa de 39,31% para 12,28%, mesmo sem a atuação em todas as componentes harmônicas.

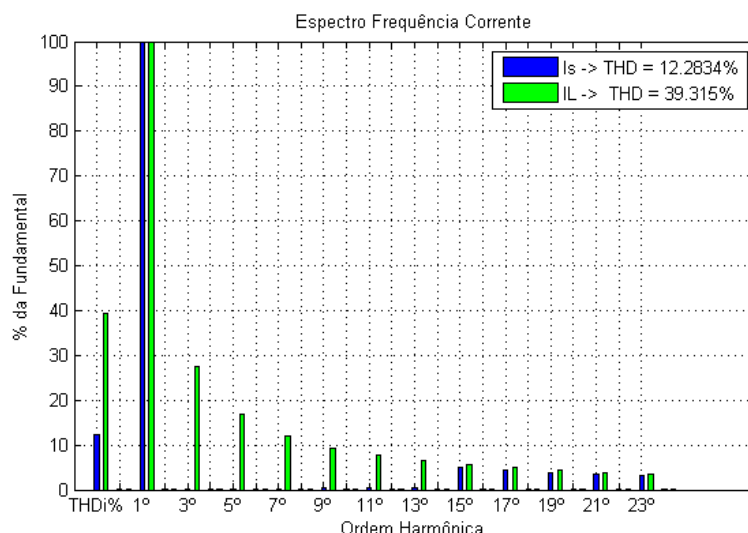


Figura 6.8 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte e da Carga

Na Figura 6.7 é possível observar que a corrente no ramo híbrido If apresenta uma forma bem distorcida. A Figura 6.9 apresenta o espectro harmônico desta corrente onde se observa que a distorção que aparece na corrente do Filtro é realmente causada pelas componentes dominantes da carga mitigadas pelo Filtro. A componente fundamental da corrente do Filtro é devida ao banco de capacitores. A distorção total é de 58,37 %, maior que a da carga já que a componente fundamental é menor. Do ponto de vista de eficiência da compensação o ideal é que essa distorção seja a mais elevada possível, significando que o Filtro tem a capacidade de drenar mais correntes harmônicas para uma mesma corrente fundamental drenada pelo banco, ou seja, para uma mesma potência reativa injetada pelo equipamento.

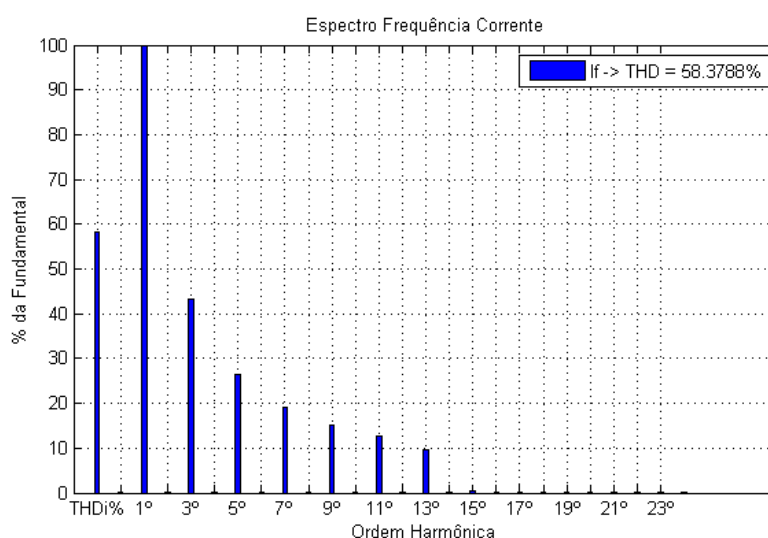


Figura 6.9 - Espectro Harmônico da Corrente no Filtro Híbrido

A Figura 6.10 apresenta as formas de onda das tensões do sistema. A tensão da fonte V_S é perfeitamente senoidal nesse caso, pois não foi adicionada nenhuma distorção na fonte. A Tensão do Filtro Ativo é composta pela tensão harmônica imposta pelo controle e pela queda de tensão sobre o transformador. Nesse caso como o conversor foi modelado como uma fonte ideal não existe a componente de 60Hz devido a carga do link DC do inversor de frequência.

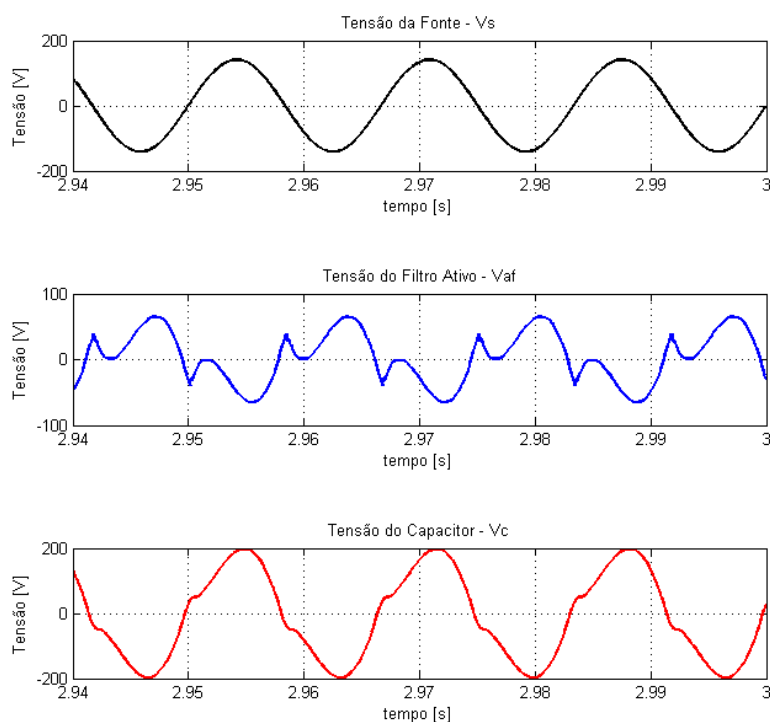


Figura 6.10 - Formas de Onda das Tensões do Sistema

A Figura 6.11 apresenta o espectro harmônico da tensão V_{af} nos terminais de baixa tensão do transformador, pode-se observar o alto conteúdo harmônico composto pelas tensões aplicadas para a sintonia da impedância ativa para cada frequência compensada.

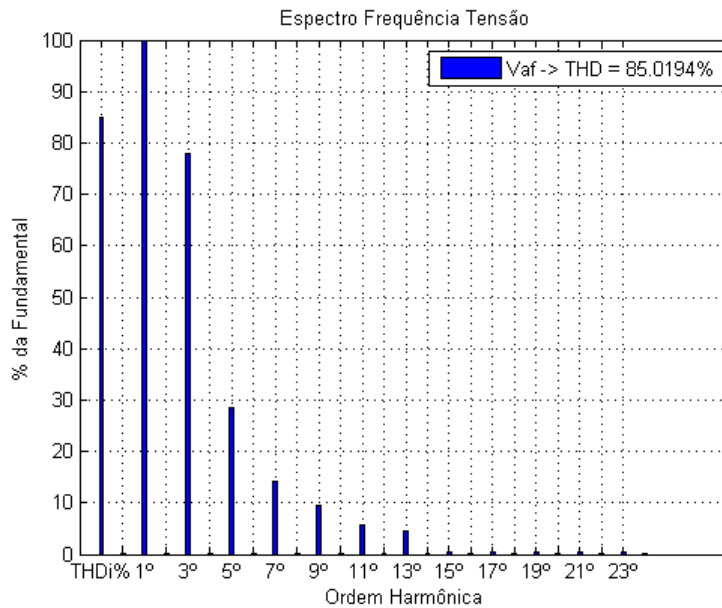


Figura 6.11 - Espectro da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo

A tensão no capacitor apresenta-se também distorcida devida à queda de tensão causada pelas correntes harmônicas no filtro. Essa tensão harmônica pode ser também entendida como uma reação de balanço contra as tensões harmônicas impostas pelo Filtro Ativo, de modo que a soma seja sempre a tensão da fonte, neste caso, uma senóide pura já que na simulação ela está livre de harmônicos.

A Figura 6.12 apresenta o sinal de saída do controlador, cada eixo corresponde à tensão que deve ser imposta para compensação de cada frequência. O primeiro eixo trata-se da saída proporcional do controlador, que tem mesma forma de onda do erro do controlador a menos do ganho K_p . O segundo eixo traz a tensão V_{h3} correspondente ao 3° harmônico e assim respectivamente V_{h5} para o 5°, V_{h7} para o 7°, V_{h9} para o 9°, V_{h11} para o 11° e V_{h13} para o 13°. O último eixo é composto da somatória da saída de todos os termos ressonantes formando o sinal de compensação V_{ctrl} .

Observe que a saída de cada controlador é composta unicamente de uma frequência, sendo esta a sua frequência de ressonância, mesmo alimentado com um erro composto por todas as frequências juntas. Isto mostra a capacidade de cada termo ressonante em extrair a devida componente harmônica da corrente da fonte e gerar o devido sinal de tensão para a criação de cada impedância ativa.

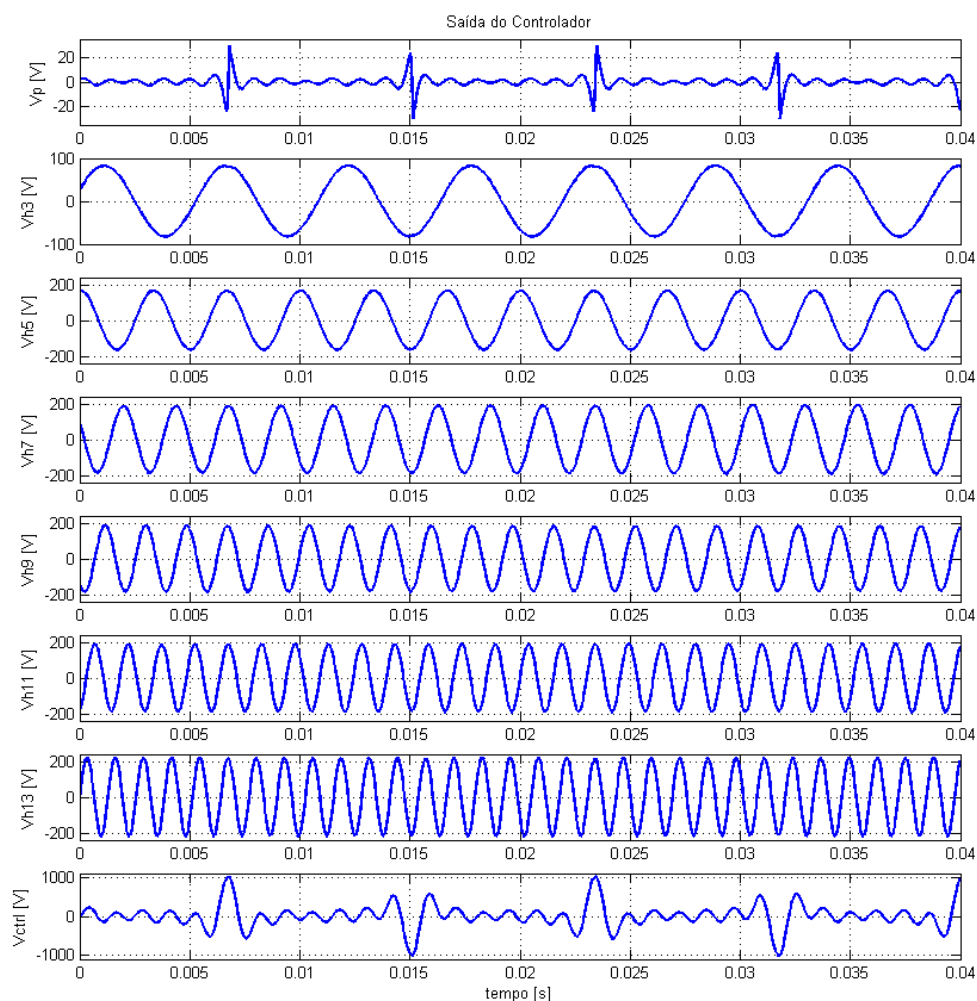


Figura 6.12 - Sinal de Saída do Controlador

Note que a amplitude da tensão imposta para a compensação aumenta juntamente com a ordem do harmônico. A princípio isso parece contradizer o conceito de compensação do Filtro Híbrido, já que a impedância ativa implementa a indutância necessária para sintonizar o ramo híbrido para cada frequência, assim dado que existe uma reatância capacitiva, $-jX_C$, definida pelo banco para uma determinada frequência, deve-se criar a respectiva reatância indutiva, $|jX_L| = |-jX_C|$, para a geração do curto circuito virtual para o respectivo harmônico. Sendo a reatância capacitiva do banco dada pela equação (6.1)

$$jX_C = j \frac{1}{2\pi f C} \quad (6.1)$$

A reatância indutiva é dada pela equação (6.2)

$$jX_L = j2\pi f L \quad (6.2)$$

mas também pode ser descrita em termos da tensão e corrente sobre o elemento pela equação (6.3)

$$X_L = \frac{V_L}{I_L} \quad (6.3)$$

Ou,

$$V_L = X_L \cdot I_L \quad (6.4)$$

A partir da equação (6.1) tem-se que a reatância capacitiva diminui com o aumento da frequência, para uma mesma capacitância. Logo, se $|jXL| = |-jXC|$ para a sintonia do ramo híbrido, o jXL gerado será também menor para um harmônico de frequência mais alta. Pela equação (6.3) tem-se que a tensão aplicada pelo Filtro Ativo é diretamente proporcional a reatância que deve ser gerada, logo a tensão necessária para criar a impedância ativa será também menor para harmônicos de ordem mais elevada. Pela equação (6.4) temos que esta tensão é também diretamente proporcional a corrente do harmônico a ser compensado. Como é característica das cargas não-lineares, a amplitude do harmônico de corrente diminui com o aumento da sua ordem harmônica. Logo, a amplitude da tensão necessária para compensar os harmônicos de ordem mais elevada é muito menor do que a necessária para os de baixa ordem, o que não é observado na Figura 6.12.

A explicação desse fato pode ser dada através da observação da tensão de saída do controlador, imposta do lado de alta do transformador, e a resultante do lado de baixa do transformador que é a tensão realmente aplicada ao circuito e gera a sintonia do Filtro Híbrido. A Figura 6.13 mostra a tensão nos lados de alta e de baixa do transformador de acoplamento, pode-se ver claramente que a tensão aplicada na alta não é passada integralmente para o lado de baixa e que a relação de transformação de 4:1 não é mais obedecida.

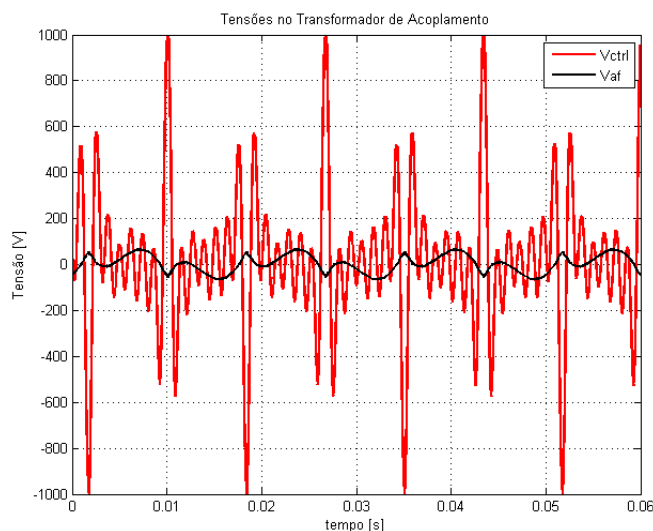


Figura 6.13 - Comparativo entre Tensão do lado de Alta e de Baixa no Transformador

Note que a tensão aplicada tem picos bem mais altos inclusive que a tensão nominal do transformador, entretanto no lado de baixa a tensão fica em torno de 40 volts rms, bem abaixo da nominal e com os picos e componentes de mais alta frequência bastante atenuados. Isso ocorre devida a alta indutância de dispersão, além das grandes perdas apresentadas por esse transformador, que fazem com que ele tenha um comportamento de filtro passa-baixas atenuando as componentes harmônicas impostas pelo filtro ativo. Assim, nota-se que os parâmetros do transformador têm grande influência tanto no desempenho do controlador quanto no comportamento da topologia em si e deve-se atentar para o projeto do mesmo de modo a aperfeiçoar sua compensação. Entretanto está fora do escopo deste trabalho entrar em detalhes sobre o comportamento do transformador de acoplamento na aplicação e projeto de um transformador ótimo para o Filtro Híbrido.

6.2.2 Isolador Harmônico

Esta seção apresenta resultados de simulações evidenciando a capacidade do Filtro Híbrido aliado ao Compensador Ressonante em isolar as correntes harmônicas causadas por distorções de tensão na fonte, impedindo-as de circular no ramo do Filtro Híbrido, evitando problemas de ressonância série entre o sistema e o Filtro. A Figura 6.14 apresenta as tensões para o caso de uma fonte distorcida.

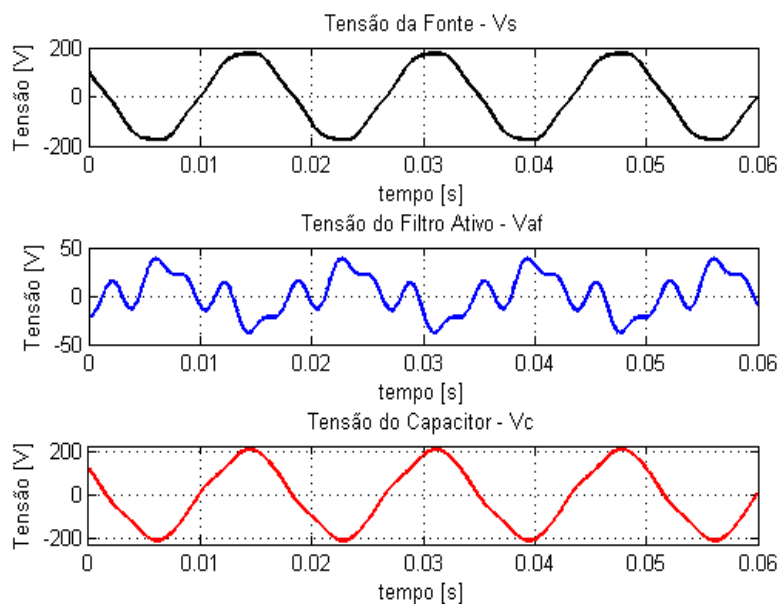


Figura 6.14 - Tensões do Sistema com Distorção na Fonte sem Compensação Ativa

A tensão da fonte apresenta pequena distorção composta por 3° e 5° harmônicos e que resulta em um THD de 4%, como mostra a Figura 6.15. Isso causa a circulação de uma corrente harmônica pelo ramo do filtro, devida a baixa impedância que o banco de capacitores apresenta para frequências harmônicas. A circulação de correntes harmônicas causa distorção da tensão aplicada sobre cada componente, como vemos nas tensões do capacitor e do transformador de acoplamento na Figura 6.14.

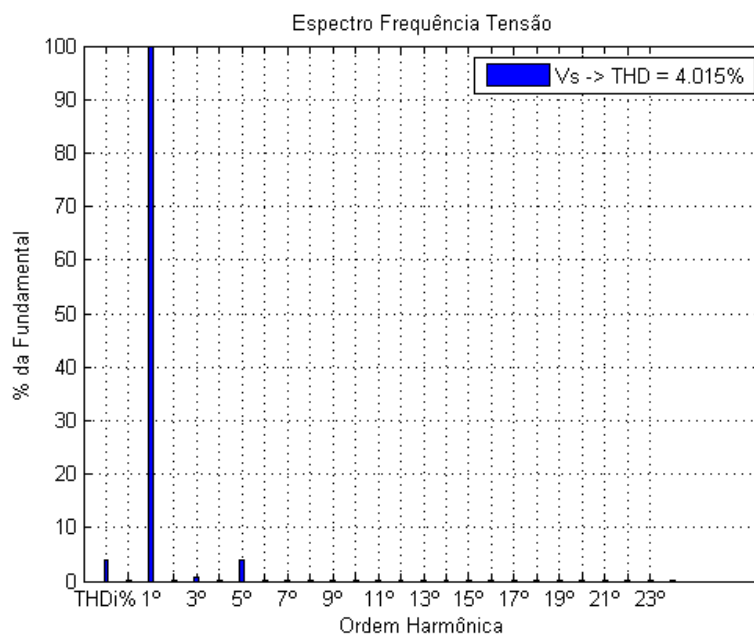


Figura 6.15 - Espectro Harmônico da Tensão da Fonte

A Figura 6.16 mostra as formas de onda da corrente causada pela distorção da fonte. Neste caso a carga está desconectada do sistema para que se possa avaliar a influência apenas da distorção da fonte, logo a corrente de carga é nula e a única corrente que flui na fonte é a própria corrente no ramo do Filtro Híbrido.

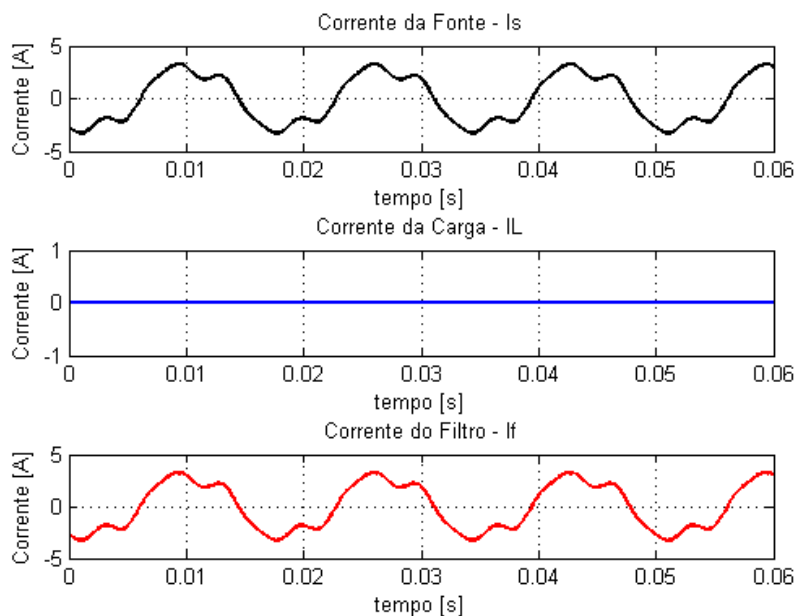


Figura 6.16 - Correntes do Sistema para Fonte Distorcida sem Compensação Ativa

A Figura 6.17 apresenta o espectro harmônico da corrente para esta situação. A corrente apresenta uma distorção total de 22,3%, mesmo a tensão apresentando apenas 4% de distorção.

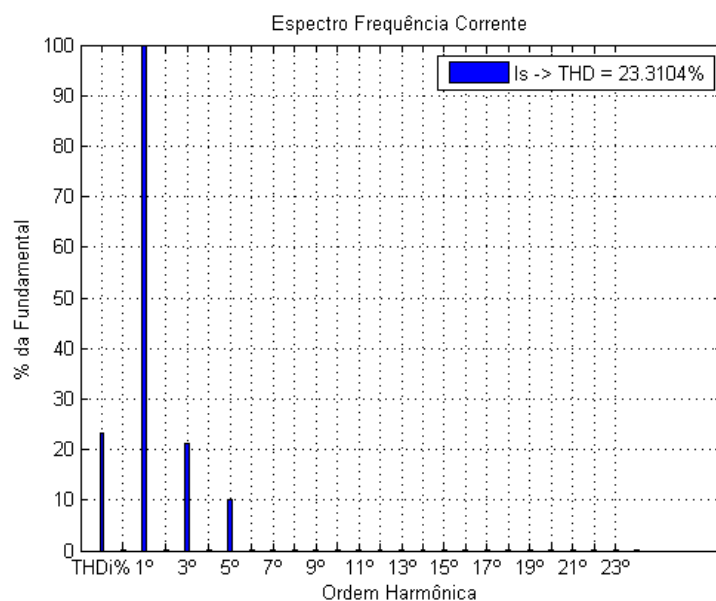


Figura 6.17 - Espectro Harmônico da Corrente na Fonte

Inserindo o algoritmo de controle no Filtro Híbrido e iniciando a compensação ativa os harmônicos são impedidos de fluírem pelo ramo do Filtro, como pode ser visto na Figura 6.18 em que a corrente passa a ser senoidal mesmo com a tensão da fonte ainda distorcida.

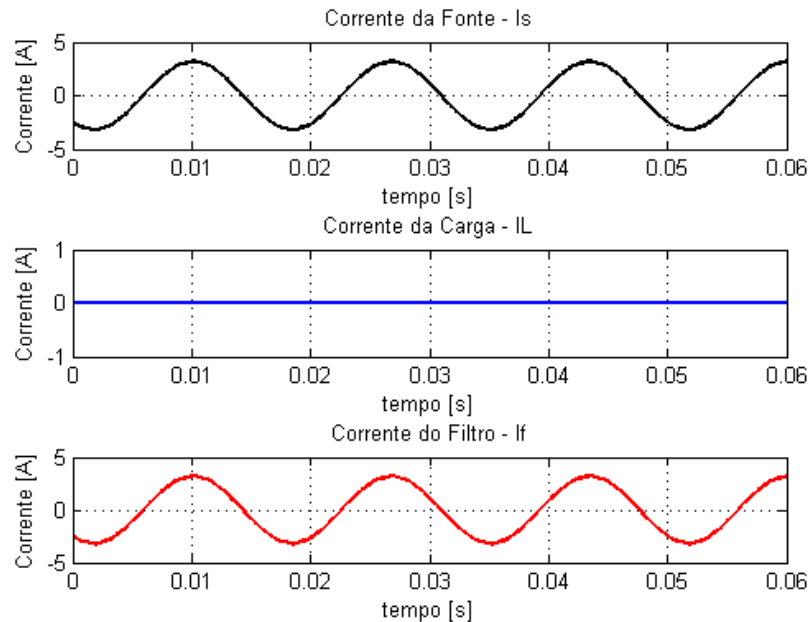


Figura 6.18 - Correntes do Sistema para Fonte Distorcida com Compensação Ativa

A Figura 6.19 mostra o espectro harmônico da corrente compensada. Como os únicos componentes presentes eram de 3° e 5° harmônicos o controlador é capaz de eliminar completamente a distorção da fonte e tornar a corrente perfeitamente senoidal.

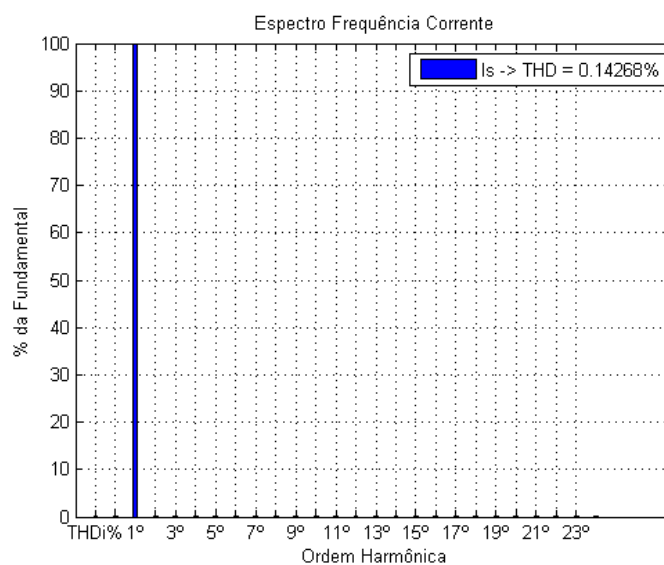


Figura 6.19 - Espectro Harmônico da Corrente Compensada

A Figura 6.20 apresenta as tensões do sistema compensado, a tensão da fonte continua distorcida, entretanto a distorção não aparece mais na tensão do capacitor uma vez que não há corrente harmônica circulando e conseqüentemente não há queda de tensão harmônica. A forma de onda da tensão do Filtro Ativo é composta pela queda em 60 Hz mais a tensão de compensação aplicada.

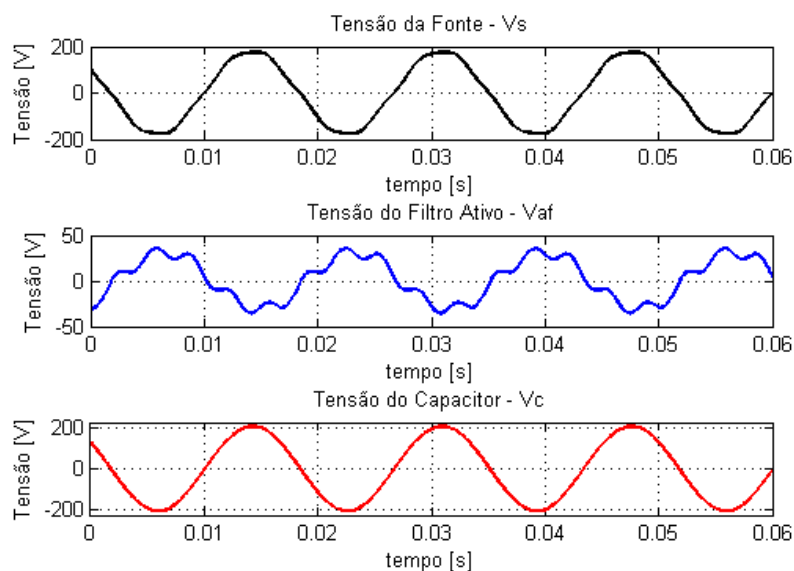


Figura 6.20 - Tensões do Sistema com Distorção na Fonte com Compensação Ativa

A Figura 6.21 mostra o espectro da tensão aplicada pelo Filtro Ativo, que contém o mesmo conteúdo harmônico da tensão da fonte.

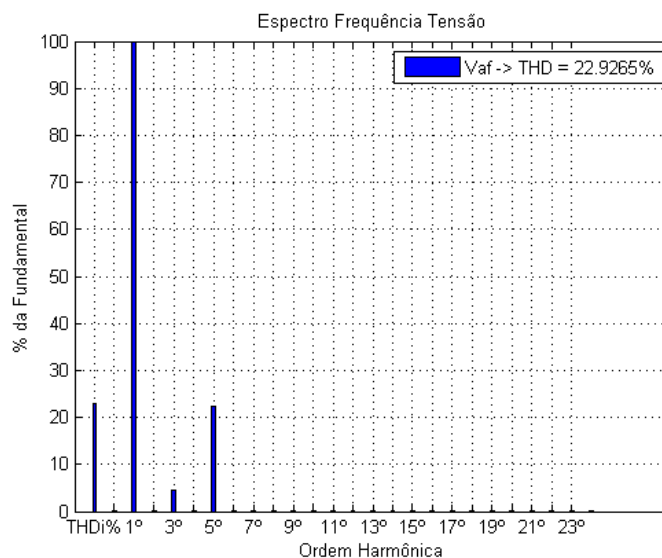


Figura 6.21 - Espectro da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo

Assim, vemos que o controle se mostra eficaz para a isolamento da tensão harmônica da fonte, impedindo que correntes causadas por essa distorção fluam no ramo do filtro e evitando a ocorrência de ressonância série. Deste modo a única corrente harmônica drenada pelo Filtro Híbrido é a originada pela carga.

6.2.3 Operação Combinada: Isolador Harmônico com Carga Não-linear

Como as fontes reais raramente apresentam tensões senoidais deve-se avaliar o funcionamento do sistema com uma carga não-linear conectada a um sistema alimentado por uma fonte distorcida. Esta seção apresenta resultados de simulação do Controlador Proporcional Ressonante operando em um sistema com essas características.

A Figura 6.22 apresenta as correntes do sistema onde vemos a corrente de carga totalmente distorcida e a corrente na fonte com uma redução no conteúdo harmônico. A corrente do filtro apresenta-se distorcida, drenando corretamente os harmônicos da carga.

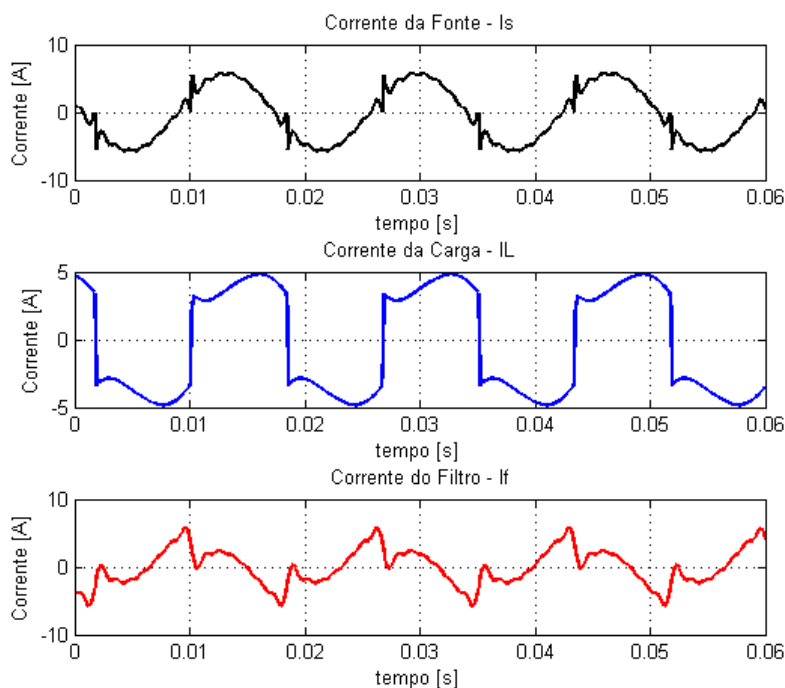


Figura 6.22 - Formas de onda das Correntes do sistema

Note que as formas de onda são muito semelhantes às da Figura 6.7, pois a única corrente harmônica que circula pela fonte é referente às componentes não compensadas pelo Controlador Proporcional Ressonante e a drenada pelo Filtro Híbrido é composta

pelos componentes compensadas da carga, não existindo nenhuma corrente harmônica originada pela distorção da fonte. Isto ocorre porque a distorção da fonte é devidamente isolada.

A Figura 6.23 apresenta o espectro harmônico comparativo da corrente da carga e da fonte, onde os harmônicos desejado foram devidamente eliminados da corrente da fonte.

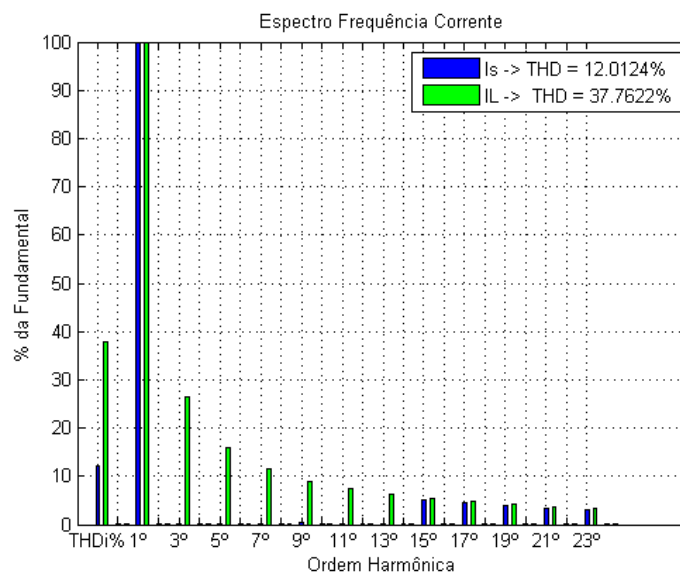


Figura 6.23 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte e da Carga

A Figura 6.24 mostra o espectro da corrente no Filtro Híbrido para este ponto de operação.

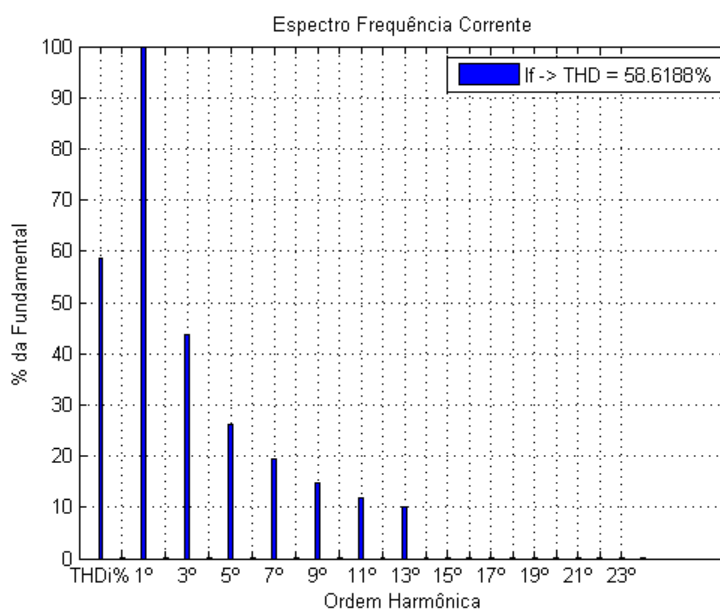


Figura 6.24 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro

Note que a Figura 6.23 e a Figura 6.24 se assemelham com a Figura 6.8 e Figura 6.9 mostrando que o controle se mantém eficaz eliminando os harmônicos desejados independentemente da presença ou não de distorção na tensão da fonte.

A Figura 6.25 apresenta as formas de onda da tensão do sistema. A tensão da fonte apresenta pequena distorção. A tensão aplicada pelo Filtro Ativo apresenta forma de onda um pouco diferente da Figura 6.10, em que a fonte é puramente senoidal, já que agora ela é composta por termos que devem, ao mesmo tempo, sintonizar o ramo híbrido para as seis frequências compensadas e isolar os harmônicos da fonte.

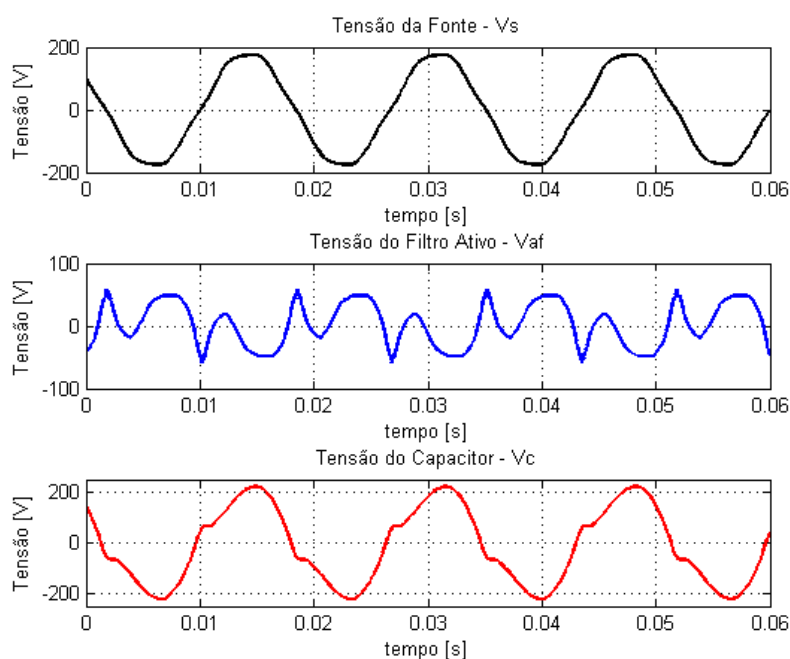


Figura 6.25 - Formas de Onda das Tensões do Sistema

A Figura 6.26 apresenta o espectro harmônico da tensão aplicada pelo Filtro Ativo, observe que o THD é de 113,32 %, maior que o do caso com fonte senoidal, apresentado na Figura 6.11, já que além das tensões necessárias para sintonizar devidamente o ramo híbrido para os seis harmônicos há também as tensões de 3° e 5° harmônicos que fazem a isolação da distorção da fonte.

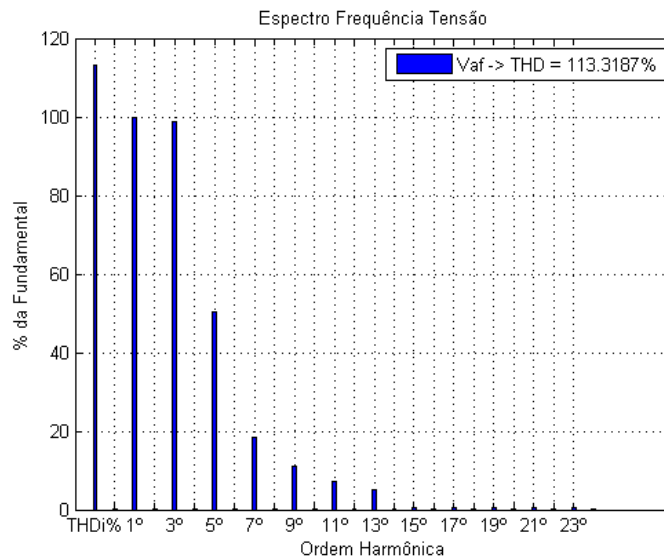


Figura 6.26 - Espectro Harmônico da Tensão Aplicada pelo Filtro Ativo

A Figura 6.27 detalha a saída do Controlador Proporcional Ressonante.

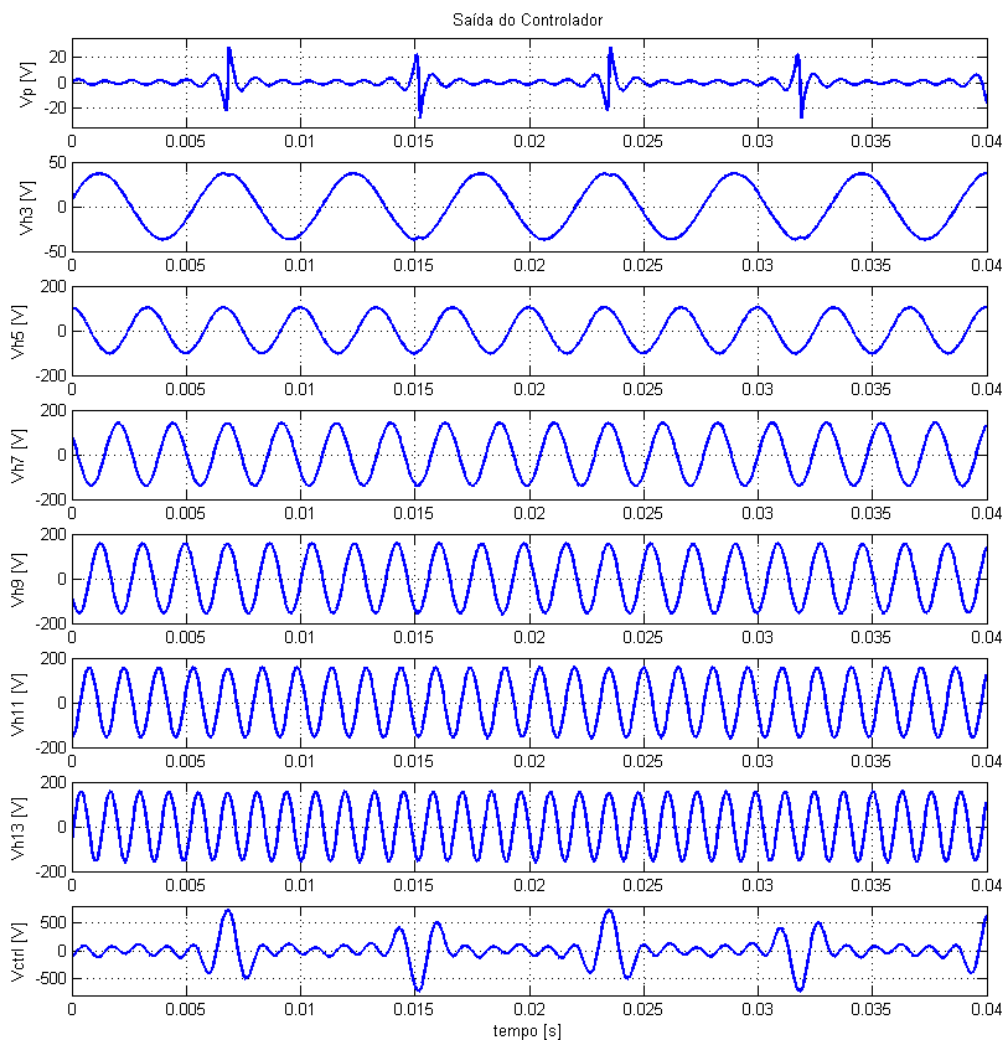


Figura 6.27 - Sinal de Saída do Controlador

Observe que a amplitude de V_{ctrl} para esse caso é menor do que o caso sem distorção na fonte, isso se explica pelo fato de que com a adição das tensões necessárias para isolar os harmônicos da fonte, a composição entre as várias senóides de frequências e fases diferentes pode perfeitamente resultar em uma onda com amplitude menor que a anterior.

A Figura 6.28 mostra a comparação entre as tensões nos lados de alta e baixa tensão do transformador, evidenciando a característica passa-baixas do mesmo.

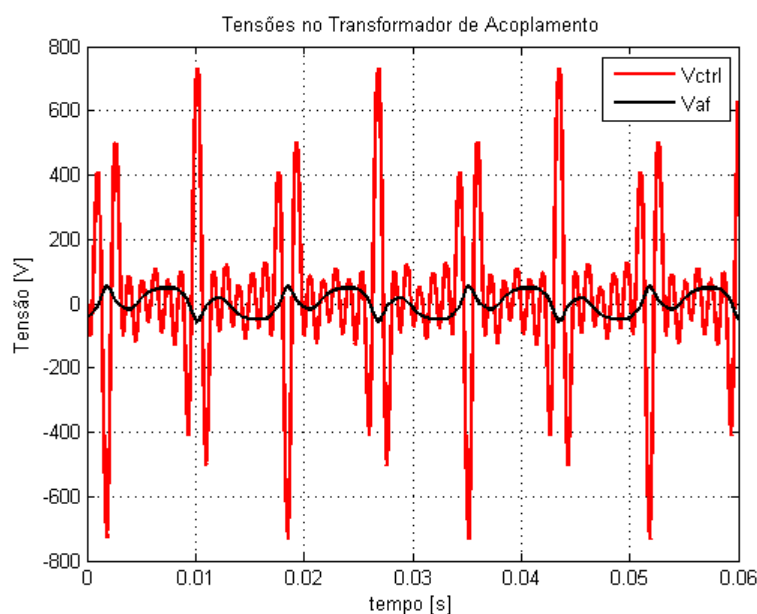


Figura 6.28 - Comparativo entre Tensão do lado de Alta e de Baixa no Transformador

6.2.4 Transitório: Entrada de Carga

Nas seções anteriores foi demonstrado por meio de simulações que o Controlador Proporcional Ressonante é capaz de realizar eficientemente o controle da tensão do Filtro Ativo Híbrido e mitigar os harmônicos de interesse para uma carga não-linear em regime.

Nesta seção estão apresentados alguns resultados de simulação para a resposta transitória do sistema frente a um degrau de carga dado pela entrada do retificador apresentado anteriormente no instante 0,5 segundos da simulação.

A Figura 6.29 apresenta em azul o degrau imposto na corrente de carga I_L , em preto temos a corrente compensada na fonte I_S e por fim, em vermelho, a corrente no ramo do filtro I_f .

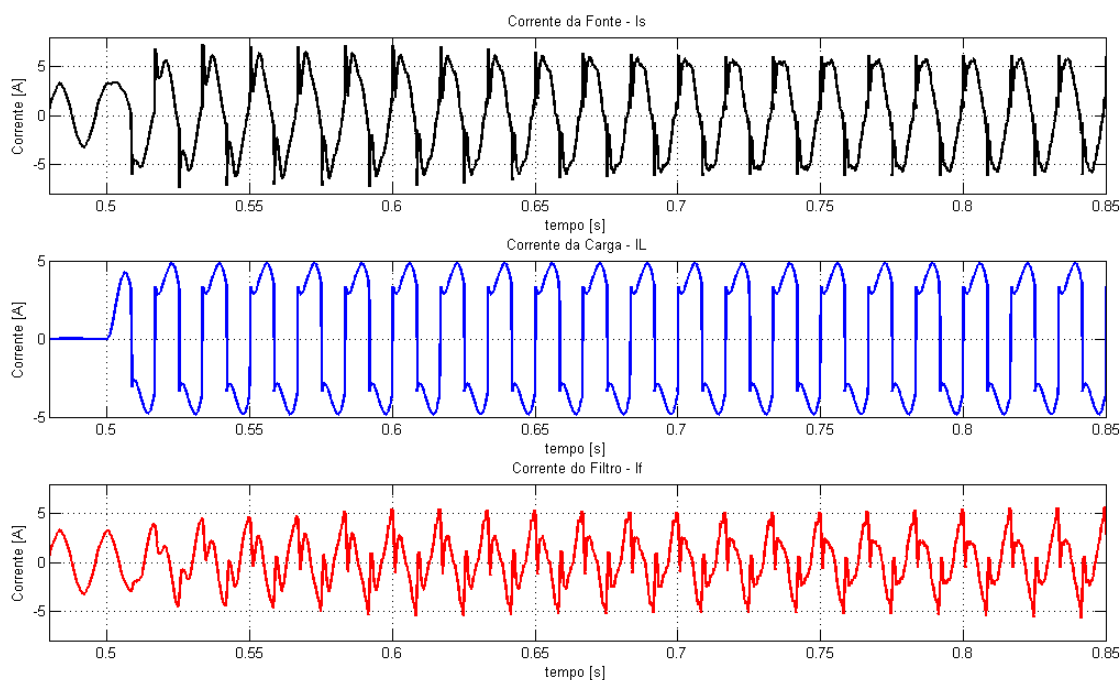


Figura 6.29 - Correntes do Sistema Submetido a um Degrau de Carga

A Figura 6.30 apresenta as tensões do sistema quando submetido ao degrau de carga, note que não há nenhuma influência na fonte. Em azul, no segundo eixo, temos a tensão harmônica imposta pelo Filtro Ativo e em vermelho a tensão no capacitor.

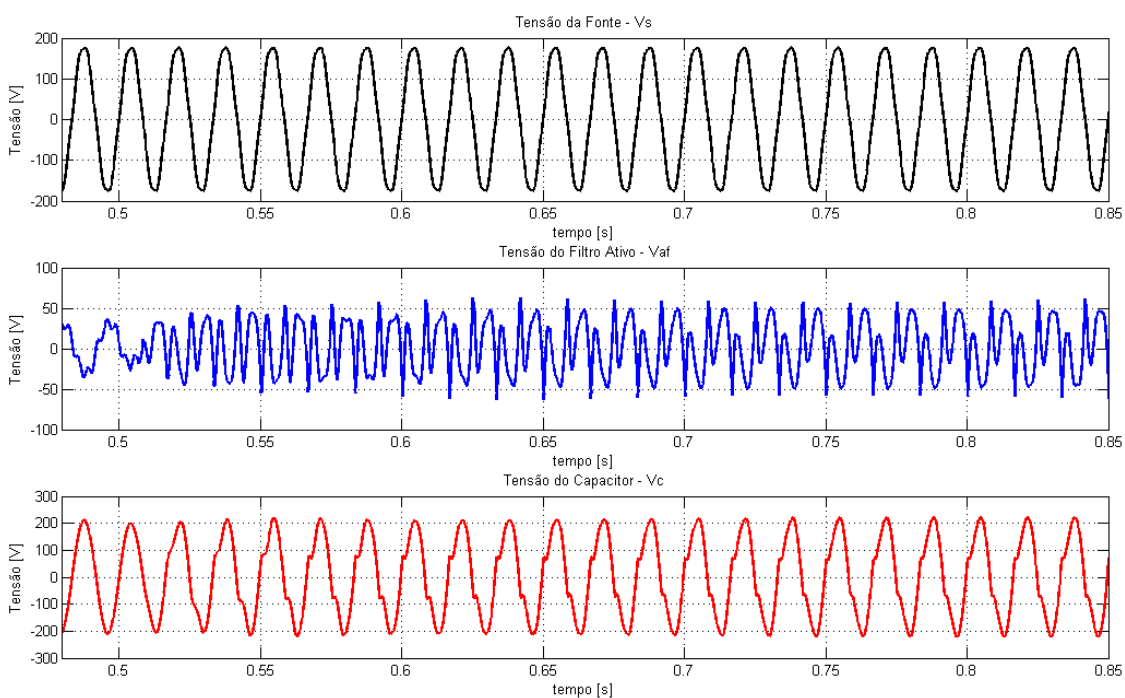


Figura 6.30 - Tensões do Sistema Submetido a um Degrau de Carga

Analisando a corrente da fonte e a tensão do Filtro Ativo vemos que a maior parte da compensação ocorre logo nos primeiros 5 a 7 ciclos, entretanto, analisando com mais detalhes, a forma de onda somente se estabiliza com o aspecto final em regime após mais alguns ciclos. Isso ocorre, pois cada termo ressonante apresenta uma dinâmica diferente, sendo os harmônicos de menor ordem mais rápidos, como pode ser observado na Figura 6.31.

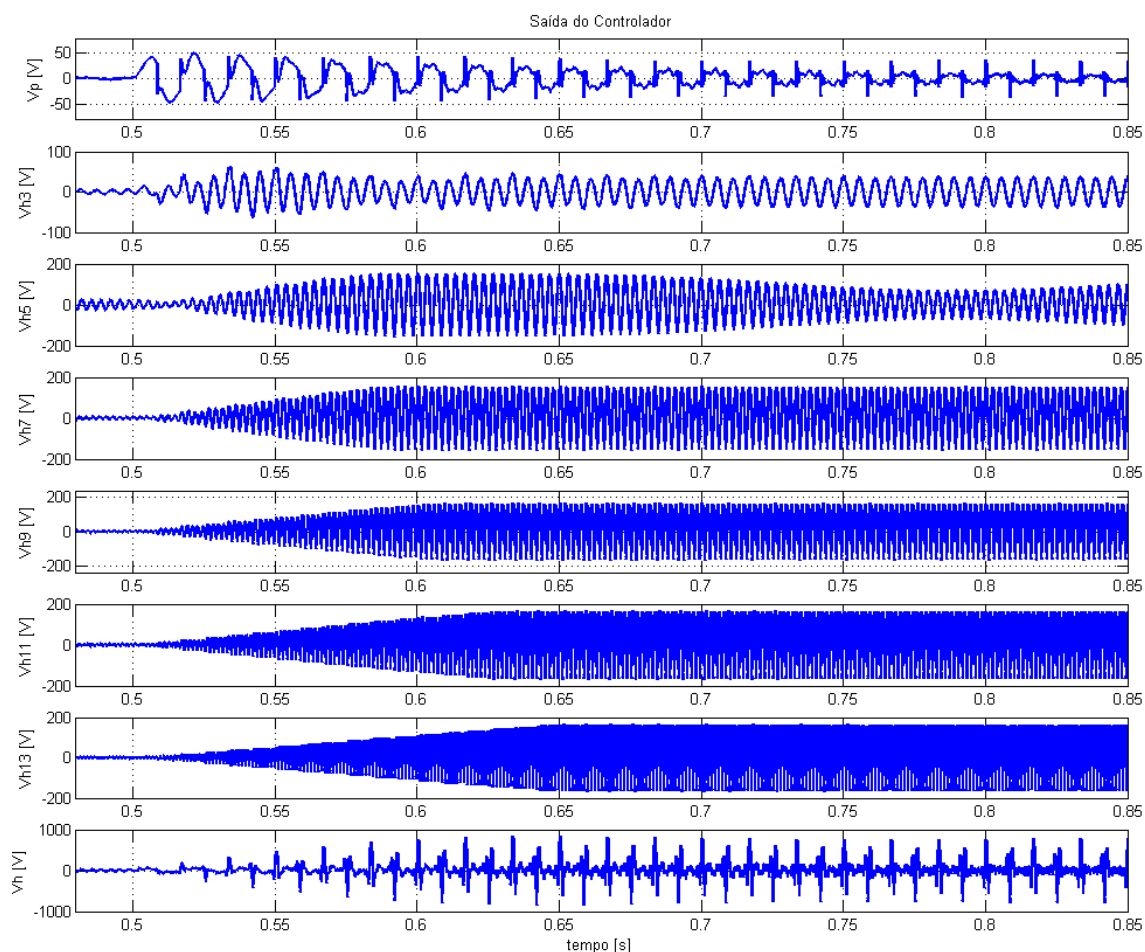


Figura 6.31 - Resposta do Controlador Submetido a um Degrau de Carga

A escolha de um ganho diferente para o termo ressonante poderia aproximar a dinâmica dos vários controladores, no entanto a variação dos ganhos não levou a melhoras substanciais na dinâmica do sistema. Assim optou-se, por simplicidade de projeto, utilizar os mesmos ganhos para todos os controladores. Outro ponto a ser destacado é que mesmo um tempo de acomodação da ordem de 200 a 300 ms é suficientemente mais rápido do que a frequência de entradas e saídas bruscas de cargas nos sistemas elétricos industriais.

Deve-se ressaltar também a necessidade do uso do algoritmo *anti wind-up* para a simulação do controlador composto de seis termos ressonantes. Sem a saturação no controle o mesmo tendia a se tornar oscilatório e apresentar resposta dinâmica muito mais lenta, mesmo sem necessariamente se tornar instável. O projeto correto dos níveis de saturação evita as oscilações na saída do controlador para os harmônicos de ordem mais alta. Esses níveis foram definidos também empiricamente através de tentativa e erro nas simulações e devem ser definidos para o ponto de operação desejado da carga. Optou-se por escolher esses limites baseado na condição mais crítica da carga de modo que opere de forma satisfatória nas condições abaixo disso.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Setup do Sistema

Para efetuar a validação do algoritmo de controle proposto o mesmo foi implementado em um protótipo monofásico de um Filtro Ativo Híbrido Ressonante existente no laboratório do GEPCI – Grupo de Eletrônica de Potência e Controle Industrial, mostrado na Figura 7.1

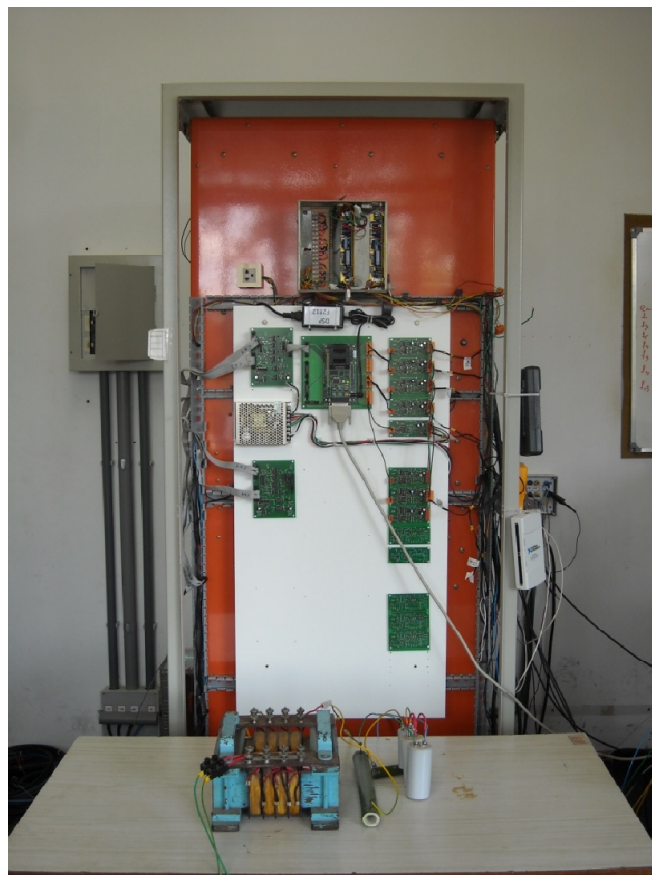


Figura 7.1- Visão Geral do Protótipo do Filtro Ativo Ressonante Híbrido

O protótipo é composto por: um Inversor de Frequência do tipo ponte H, um Processador Digital de Sinais (DSP), circuito de condicionamento e sensores para leitura dos sinais de controle, drivers para acionamento da ponte, um transformador de acoplamento e um banco de capacitores.

O transformador de acoplamento tem o seu lado de alta ligado ao conversor de frequência e o seu lado de baixa conectado em série com o banco de capacitores. Sua relação de transformação é de 4:1, com tensões nominais de 440/110 V, respectivamente, e potência nominal de 1kVA. O banco possui uma capacitância de 40 μ F com capacidade para tensões até 440 Vac.

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 2350 μ F com tensão máxima de 900 V_{dc}. O módulo completo, além da ponte H de IGBTs, traz também os drivers SKHI22A para o acionamento dos IGBTs e está mostrado na Figura 7.2.

A tensão do link DC foi regulada em 440 V e a tensão de alimentação do sistema a 127 V fase-neutro.

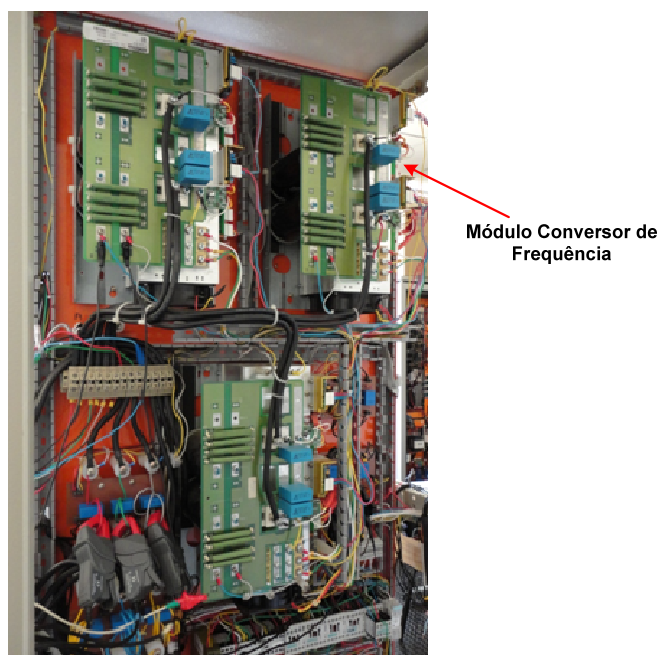


Figura 7.2 – Módulos Conversores de Frequência

A Figura 7.3 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.

Estes circuitos também foram desenvolvidos durante o trabalho e estão detalhados no Apêndice C.

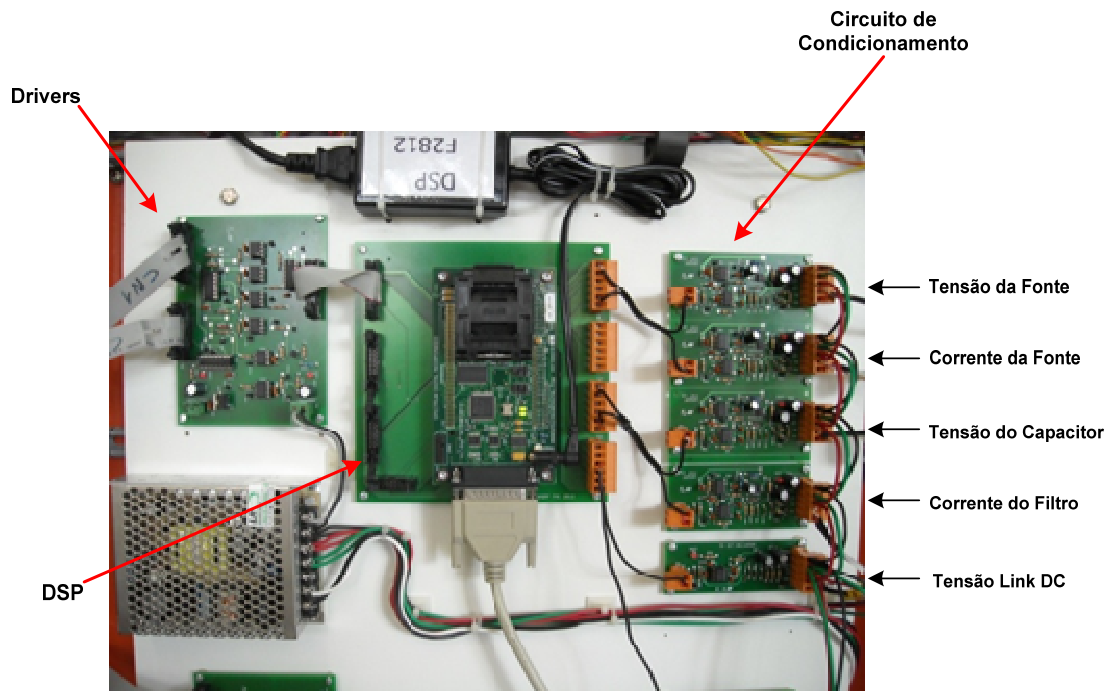


Figura 7.3 – Circuitos de Aquisição e Processamento de Dados

Para os testes da operação do equipamento em conjunto com o algoritmo proposto, utilizou-se duas cargas: A primeira trata-se de um retificador monofásico não-controlado, com carga RL. A carga é composta por um indutor variável de 74[mH], e dois resistores variáveis de 20[Ω] ligados em série. A segunda é uma ponte retificadora monofásica a tiristores totalmente controlada, também com carga RL. Os resistores e indutor utilizados são os mesmos da carga anterior.

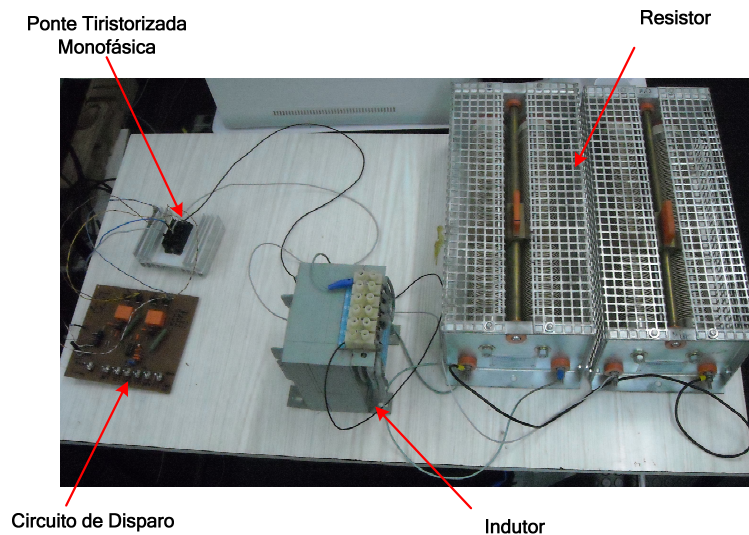


Figura 7.4 – Ponte Tiristorizada Trifásica com Carga RL

7.2 Resultados Experimentais: Retificador Não-controlado

A Figura 7.5 apresenta as formas de onda do sistema com o filtro conectado, mas sem compensação ativa, apenas com a carga do link DC.

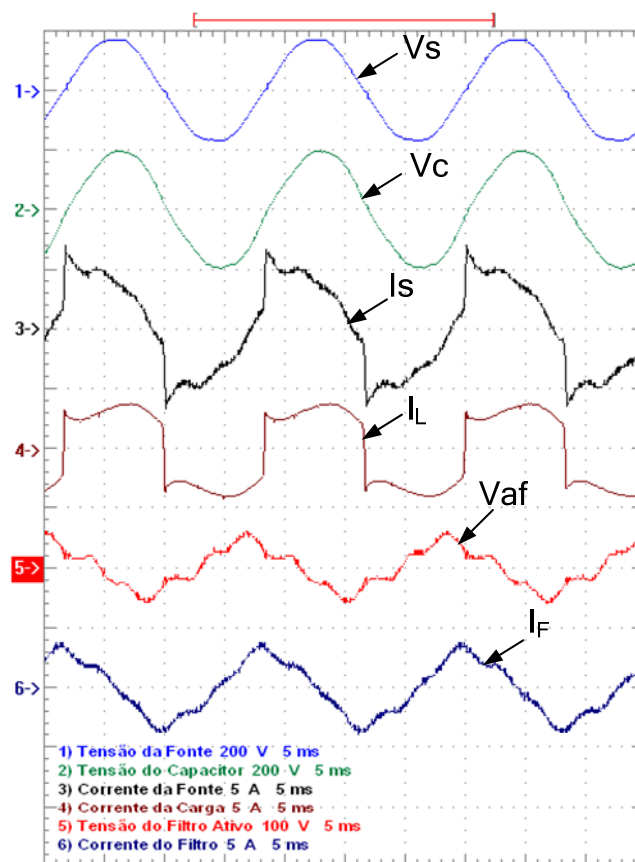


Figura 7.5 – Formas de Onda do Sistema sem Compensação Ativa

A corrente de carga I_L é típica de um retificador não-controlado monofásico com indutor do lado DC, ela tem amplitude de 4,1 A_{RMS} nesse experimento e seu espectro harmônico é mostrado na Figura 7.6. A sua Distorção Harmônica Total ou THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) é de 35,7% e também pode ser observado na Figura 7.6. Todos os espectros harmônicos foram registrados utilizando o Analisador de Qualidade de Energia FLUKE 435.

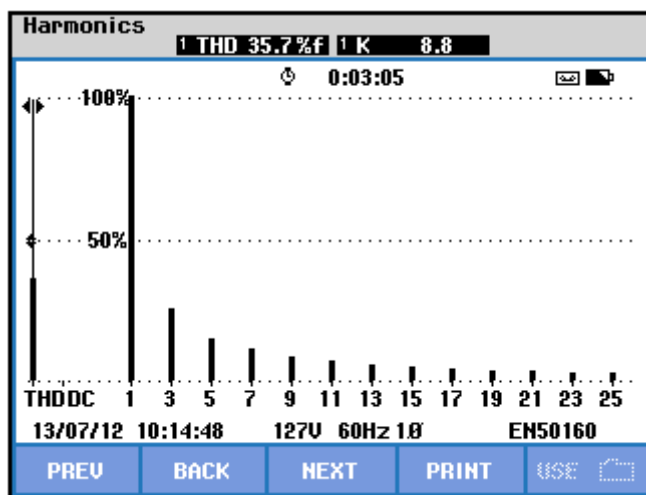


Figura 7.6 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga

A corrente da fonte I_S apresenta uma forma de onda menos distorcida, pois, mesmo sem compensação ativa, a ressonância entre a indutância do transformador de acoplamento L_t e a capacitância do banco C_f fazem com que uma pequena parcela da corrente harmônica da carga flua para o filtro. Assim I_S apresenta um THD de 27,4%, como mostrado na Figura 7.7.

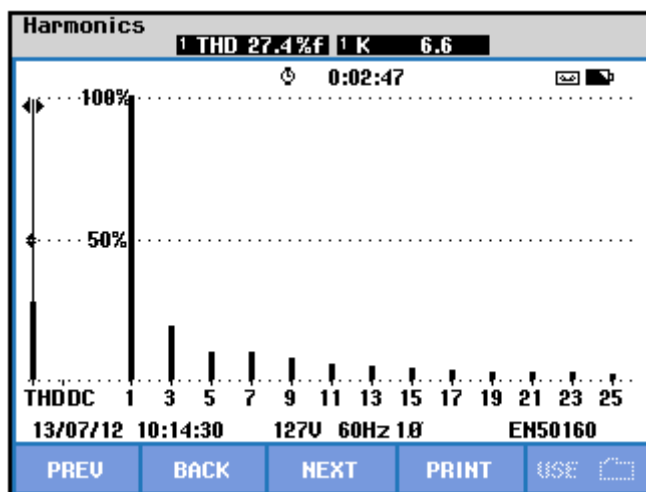


Figura 7.7 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com o Filtro Conectado sem Compensação Ativa

A maior redução ocorre nos harmônicos de 3ª e 5ª ordem que fluem pelo filtro, como demonstrado pelo espectro da corrente do filtro I_F na Figura 7.8. Esta corrente também é composta por duas parcelas de corrente na frequência fundamental: uma drenada pelo capacitor e outra pequena utilizada para a regulação do link DC.

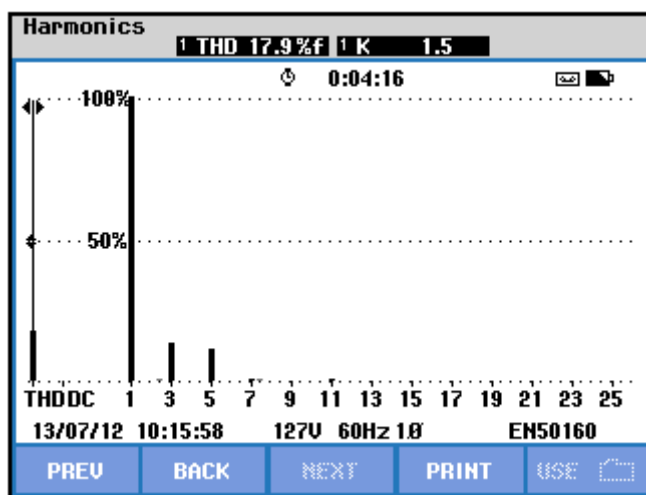


Figura 7.8 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro sem Compensação Ativa

A tensão V_{af} que aparece nos terminais do transformador de acoplamento nesse caso é composta pela queda de tensão provocada pela corrente I_F e pela tensão imposta para carregar o link DC.

Ainda para esse ponto de operação, sem compensação ativa, a Figura 7.9 apresenta a corrente da fonte I_S medida pelo DSP e o seu conteúdo harmônico I_{Sh} extraído pelo Filtro Notch. Ambos os sinais foram retirados do software *Code Composer Studio*® que permite a visualização das variáveis internas do DSP em forma de gráficos no PC.

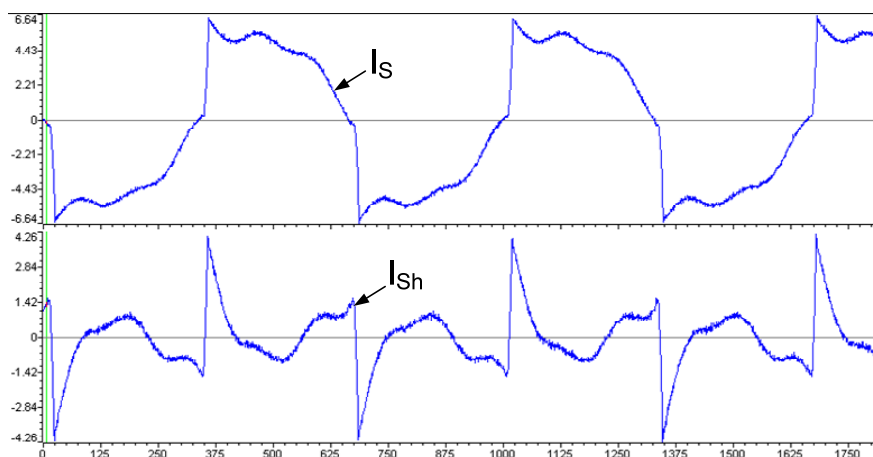


Figura 7.9 – Corrente da Fonte e seu Conteúdo Harmônico

Na Figura 7.10 temos a corrente do filtro (I_F) e sua componente fundamental (I_{F0}) que é utilizada para gerar o sinal de referência para o PWM que carrega o link DC (V_{DC_PWM}).

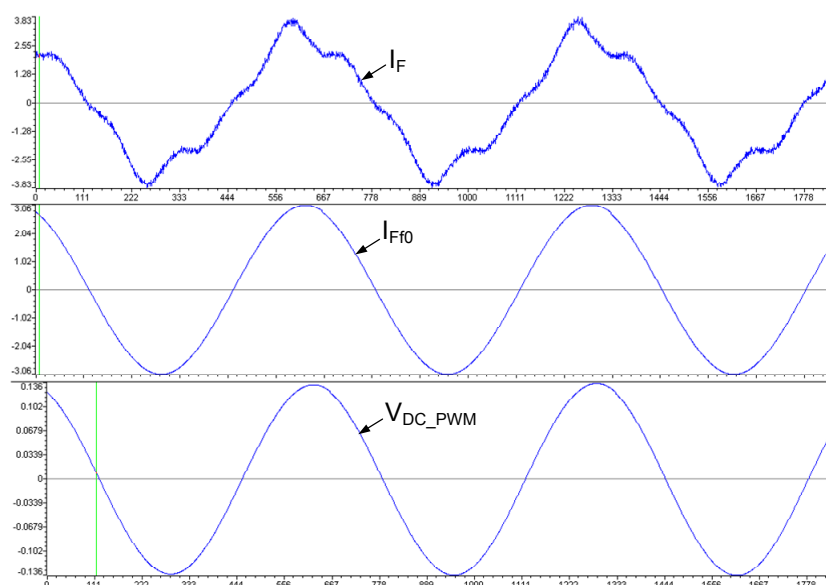


Figura 7.10 - Corrente do Filtro, sua Componente Fundamental e Sinal de Referência para Carga do Link DC

Para demonstrar a capacidade da estrutura e do controlador Proporcional Ressonante de filtrar os harmônicos seletivamente, a Figura 7.11 traz as variáveis do sistema com o filtro compensando apenas o 3º harmônico da carga, que é o de maior amplitude. Em outras palavras, com o sistema implementando a *impedância ativa* para uma frequência de sintonia apenas.

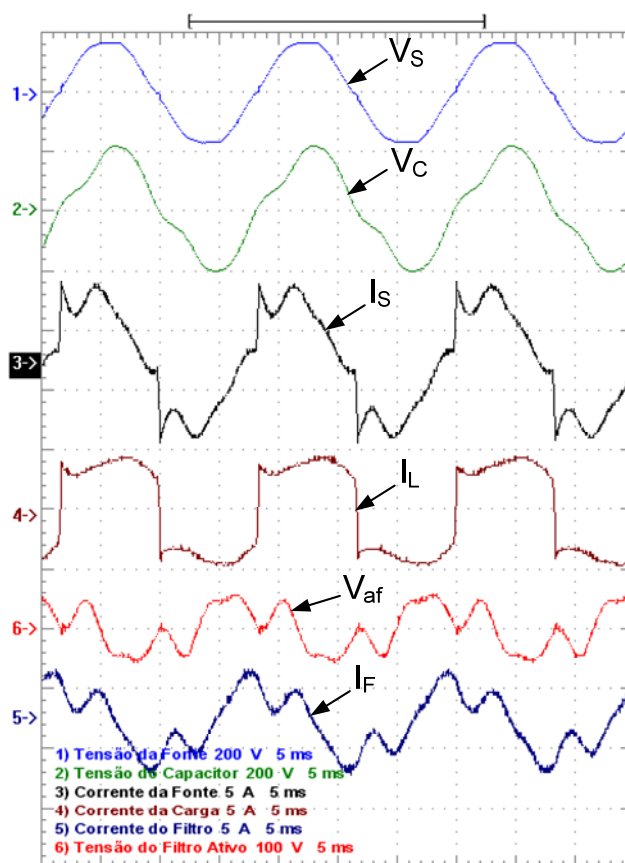


Figura 7.11 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 3º Harmônico

A Figura 7.12 mostra o espectro da corrente da fonte com compensação ativa do 3º harmônico. Observe que o respectivo harmônico é eliminado da corrente da fonte e o THD passa então de 27,4% para 19,4%.

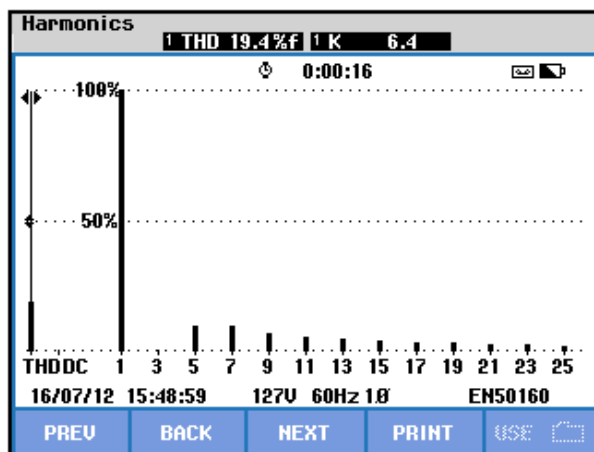


Figura 7.12 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 3º Harmônico

Para demonstrar a flexibilidade do sistema, a sintonia é mudada do 3º para o 5º harmônico e a compensação agora é feita apenas para o 5º harmônico. A Figura 7.13 mostra as formas de onda para compensação ativa do 5º harmônico e a Figura 7.14 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte nesta situação.

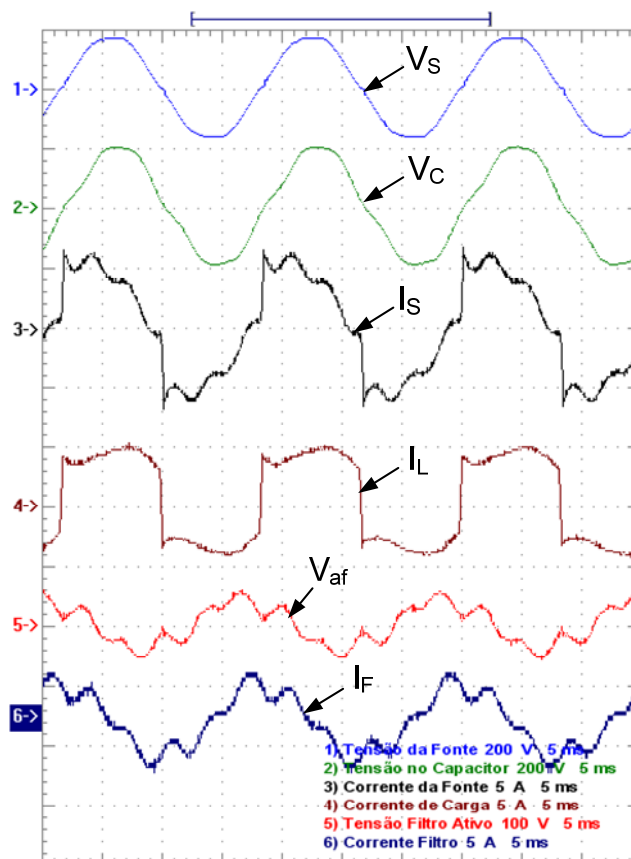


Figura 7.13 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 5º Harmônico

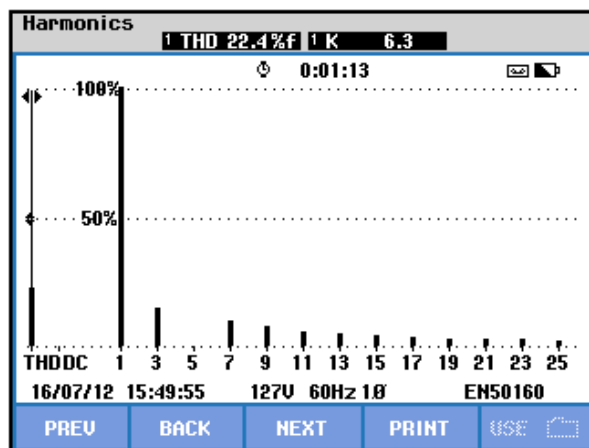


Figura 7.14 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 5º Harmônico

Ainda com a compensação seletiva do quinto harmônico a Figura 7.15 apresenta a corrente da fonte I_S medida pelo DSP, o seu conteúdo harmônico remanescente I_{Sh} e a referência de tensão para o PWM, que é composta pela tensão de compensação V_{af} (300 Hz) e pela tensão para a regulação do link DC (60 Hz).

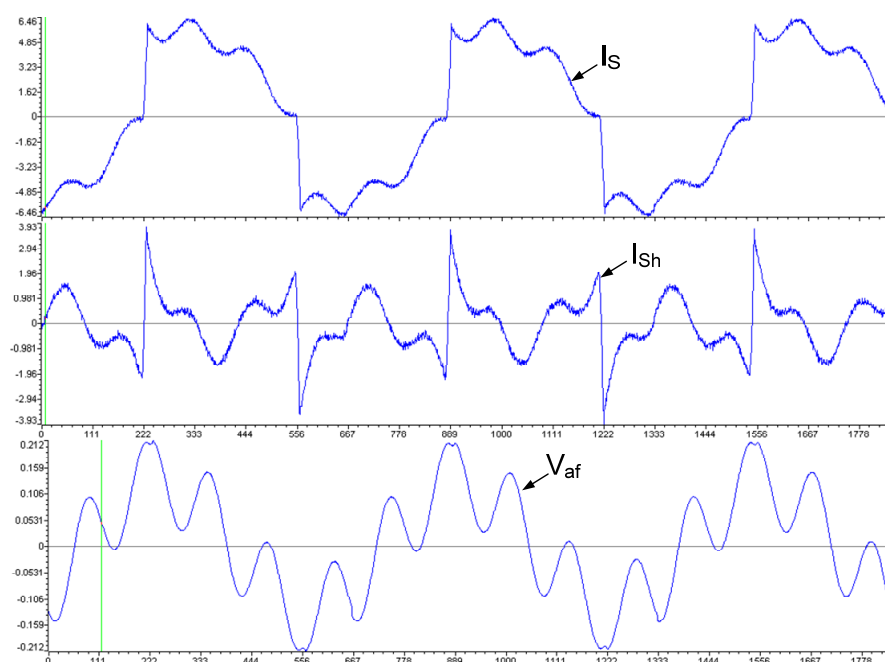


Figura 7.15 – Corrente da Fonte, seu Conteúdo Harmônico Restante e a Tensão do Filtro Ativo para Compensação do Quinto Harmônico

Confirmada a eficácia do controle para frequências individuais utiliza-se agora um controlador composto por seis termos ressonantes, para a compensação simultânea

do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º harmônicos. Assim, são criadas seis *impedâncias ativas* que sintonizam o Filtro Híbrido em seis frequências diferentes ao mesmo tempo. Na Figura 7.16 pode-se ver as formas de onda do sistema com a compensação completa. A corrente I_S apresenta um padrão bem próximo da senóide sendo poluída apenas por harmônicos de ordem elevada e pela presença dos notchs gerados pela rápida transição na corrente de carga I_L durante a comutação.

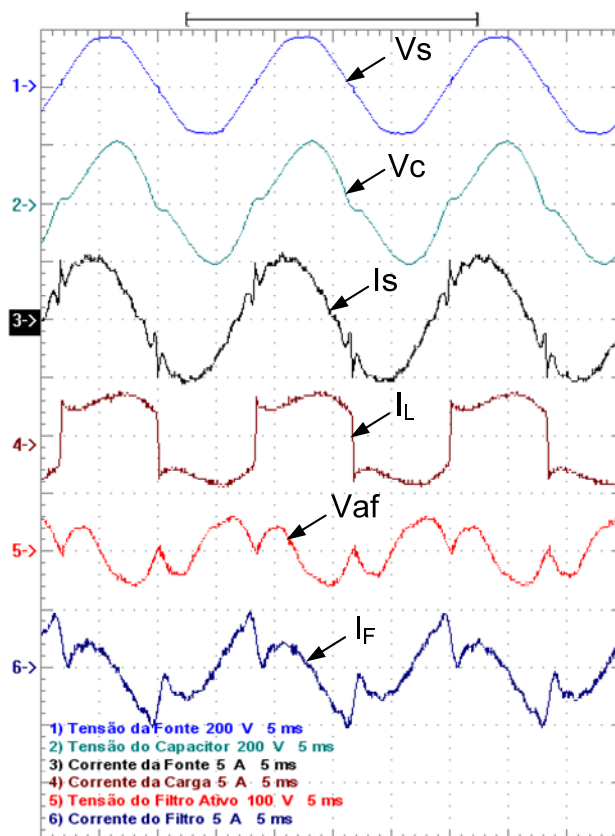


Figura 7.16 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos

A Figura 7.17 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte com os seis primeiros harmônicos compensados. Pode-se observar que os respectivos harmônicos são eliminados da fonte comprovando o efeito do controlador Proporcional Ressonante em mitigar as componentes desejadas. O THD neste caso cai dos 27,4% iniciais (sem nenhuma compensação ativa) para 8,5%.

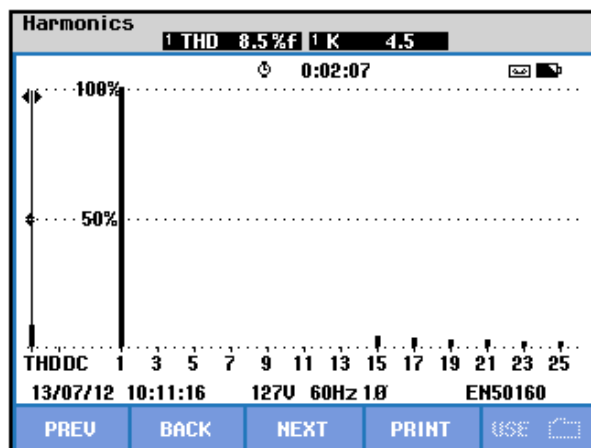


Figura 7.17 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos

A Figura 7.18 apresenta o espectro harmônico da corrente do Filtro Híbrido durante a compensação, observe que as componentes harmônicas mitigadas da fonte fluem completamente pelo ramo híbrido.

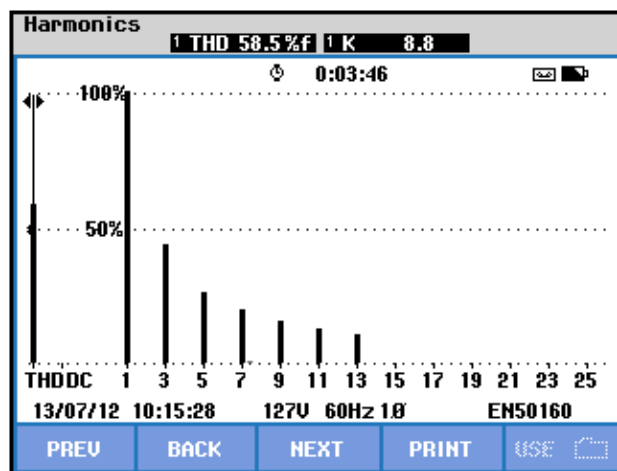


Figura 7.18 - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro com Compensação Ativa do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos

A Figura 7.19 apresenta as variáveis do DSP para a compensação dos seis primeiros harmônicos. A primeira onda é a corrente da fonte e a segunda, o seu conteúdo harmônico remanescente, que é composto apenas pelas componentes de alta frequência. Note os picos devido às bruscas transições do semi-ciclo positivo para o

negativo da corrente da carga. A última forma de onda é a tensão de compensação, que é resultado da soma das saídas de todos os controladores individuais.

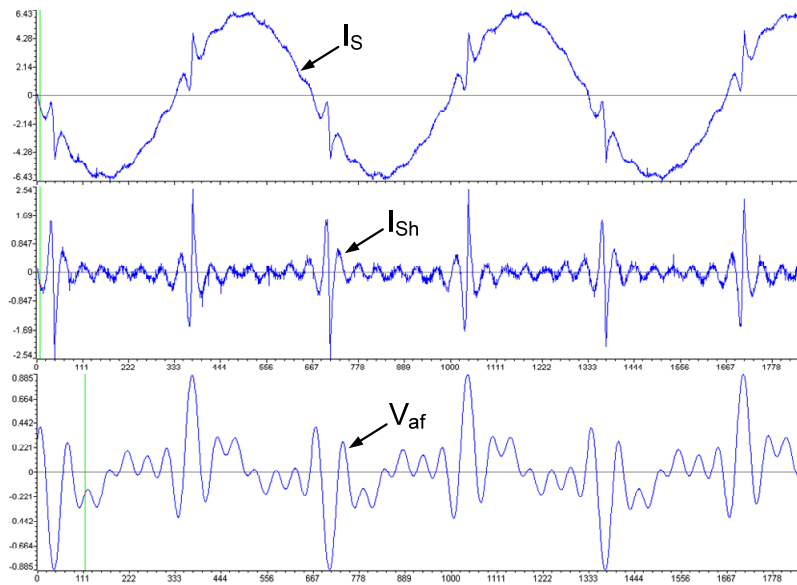


Figura 7.19 - Corrente da Fonte, seu Conteúdo Harmônico Restante e a Tensão do Filtro Ativo para Compensação do 3º, 5º, 7º, 9º, 11º e 13º Harmônicos

7.2.1 Transitório: Entrada de Carga

Para analisar a dinâmica do controle frente a variações de carga ou entrada e saída de carga do sistema, o Filtro foi submetido a um degrau de carga de 100%, dado pela entrada do retificador no sistema. A Figura 7.20 apresenta a resposta dinâmica do sistema para esta situação.

O sistema demora em torno de 7 a 8 ciclos da fundamental para atingir o regime permanente. Os harmônicos de ordem mais baixa apresentam uma dinâmica mais rápida. Note na forma de onda de I_s , que após 3 ciclos a maior parte do conteúdo harmônico foi compensada, entretanto as malhas dos harmônicos mais elevados (11º e 13º) apresentam uma resposta mais lenta e levam ainda mais 4 ciclos para atingir o regime permanente e eliminar completamente esses componentes.

A dinâmica é diferente para cada harmônico pois o sistema apresenta um comportamento dinâmico diferente para cada frequência, já que as impedâncias que compõe o sistema são diferentes para cada frequência.

A resposta dinâmica do sistema como um todo também é dependente da dinâmica do link DC, que será apresentada separadamente.

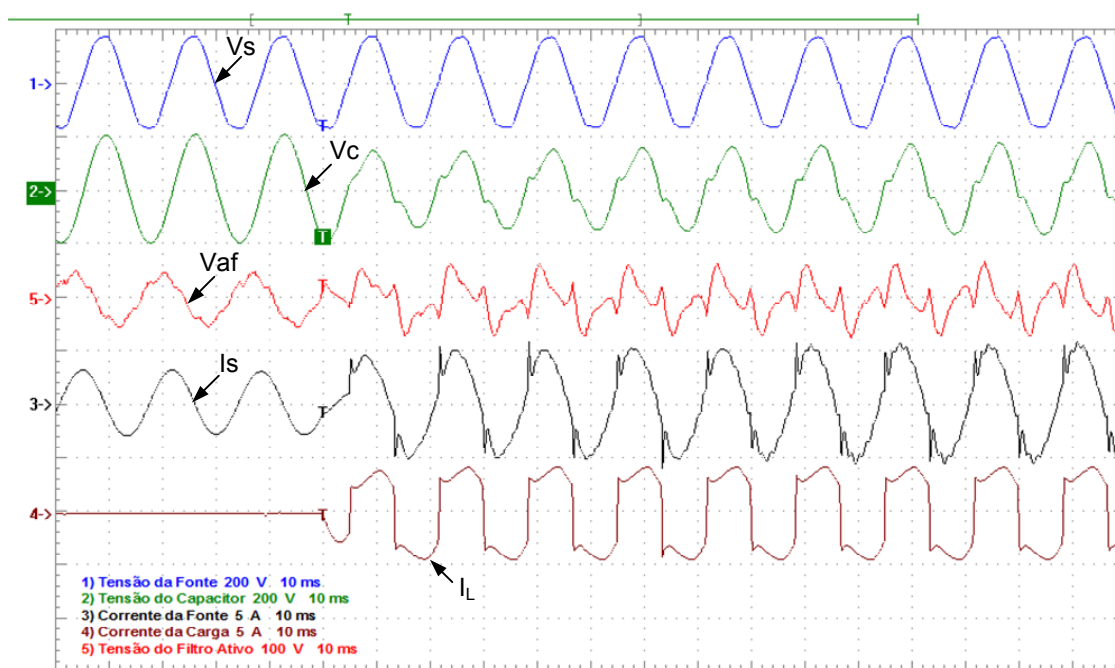


Figura 7.20 – Resposta Dinâmica do Sistema sob um Degrau de Carga de 100%

7.3 Resultados Experimentais: Retificador Controlado

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na compensação dos harmônicos gerados por um retificador totalmente controlado composto por uma ponte tiristorizada com uma carga RL no lado DC. A ponte tiristorizada permite avaliar o algoritmo de controle para vários pontos de operação da carga com diferentes conteúdos harmônicos através da variação do seu ângulo de disparo, bem como avaliar os transitórios que ocorrem durante essas mudanças.

Avaliaremos a ação do Filtro Híbrido e do Controlador Proporcional Ressonante para dois pontos de operação da carga tiristorizada. O primeiro ponto de operação é dado para o ângulo de disparo α dos tiristores em aproximadamente 90 graus, ou seja, $\alpha \approx 90^\circ$. A Figura 7.21 mostra as formas e onda das tensões e correntes com a compensação ativa dos harmônicos gerados pela ponte controlada neste primeiro ponto de operação.

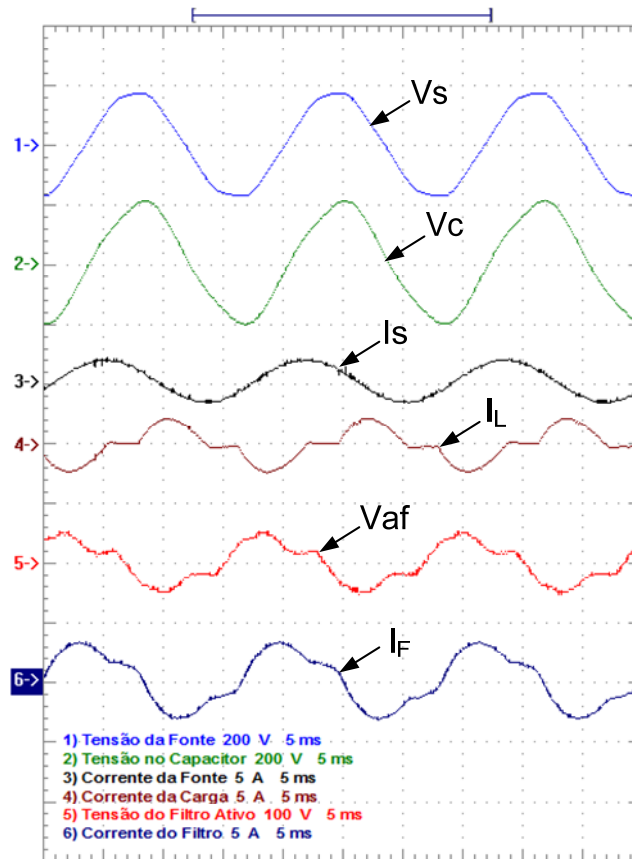


Figura 7.21 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$)

Neste caso a corrente de carga é baixa, mas seu conteúdo harmônico é relativamente alto. No entanto os harmônicos de amplitude considerável encontram-se todos abaixo do décimo terceiro, como pode ser visto na Figura 7.22, e assim, são completamente eliminados com o controlador Proporcional Ressonante composto pelos seis primeiros harmônicos ímpares. Como pode ser observado na Figura 7.21 a corrente da fonte I_S é praticamente senoidal.

Essa diferença de conteúdo harmônico, em relação à ponte a diodos, pode ser vista também pela tensão do Filtro Ativo V_{af} e pela corrente do Filtro I_F , Figura 7.21, que apresentam formato bastante diferenciado dos da Figura 7.16, já que são compostos por harmônicos de ordem mais baixa mas de amplitude elevada, principalmente do terceiro harmônico que é totalmente dominante nesse caso.

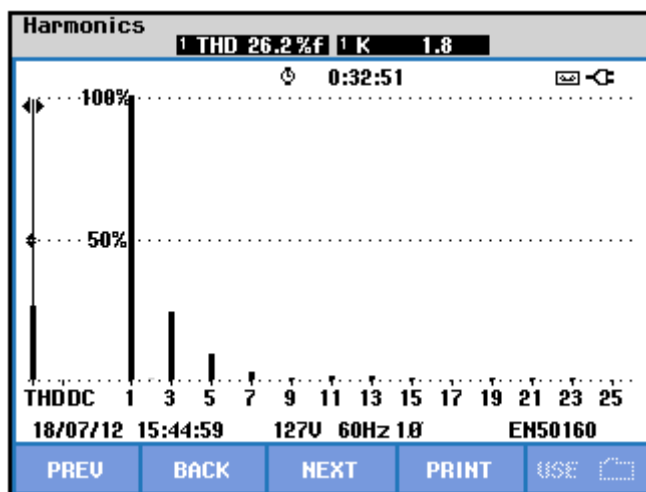


Figura 7.22 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$)

A Figura 7.23 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte, em que seu THD é de apenas 2,5%. Uma queda considerável em relação aos 26,2% originais da corrente da carga, Figura 7.22.

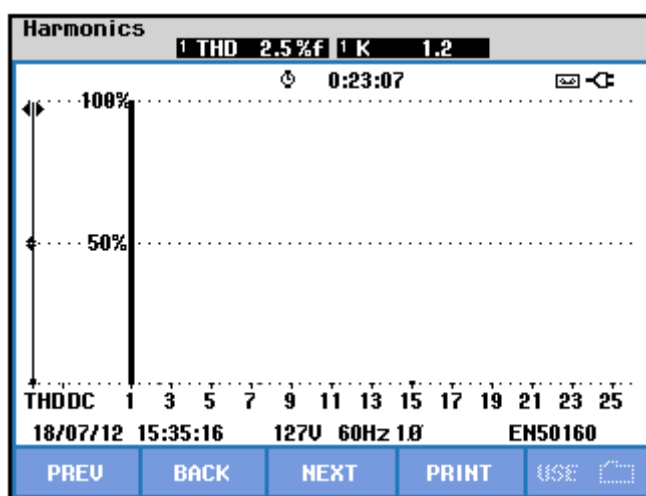


Figura 7.23 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 90^\circ$)

Alterando o ângulo de disparo da ponte para $\alpha \approx 30^\circ$, temos na Figura 7.24 as formas de onda para a compensação ativa da carga nessa condição.

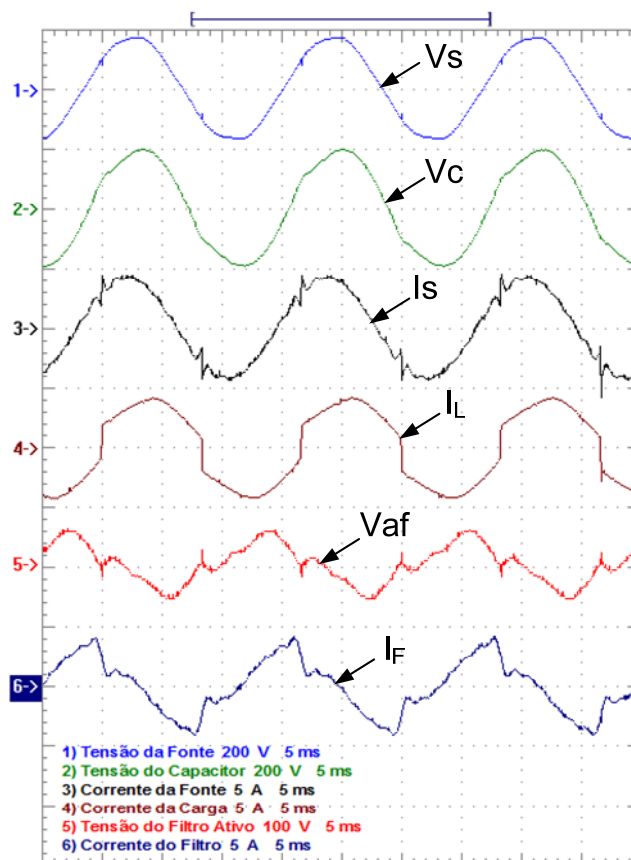


Figura 7.24 – Formas de Onda do Sistema com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)

Observe na Figura 7.24 que a corrente do filtro se assemelha a corrente do filtro na compensação da ponte a diodos, já a tensão V_{af} tem forma diferente, devido as fases e amplitudes diferentes das tensões harmônicas aplicadas.

A corrente de carga agora é maior e sua forma de onda se assemelha mais ao da ponte não controlada. O espectro harmônico apresenta mais componentes do que com $\alpha \approx 90^\circ$, mas com menores amplitudes, como pode ser visto na Figura 7.25.

A forma de onda da corrente da fonte se torna muito próxima da senóide, salvo principalmente os *notchs* nos pontos de comutação da ponte, q agora ocorrem aproximadamente em 30° e não mais em zero. O THD da corrente da fonte é agora de 6,0%, Figura 7.26, em relação aos 16,3% da carga, Figura 7.25.

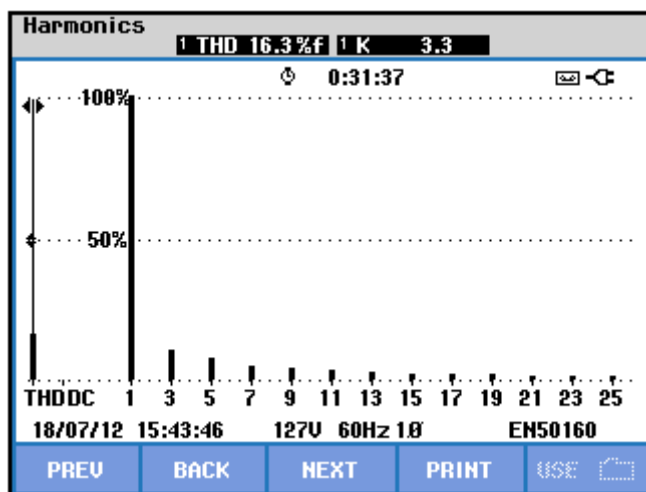


Figura 7.25 - Espectro Harmônico da Corrente de Carga da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)

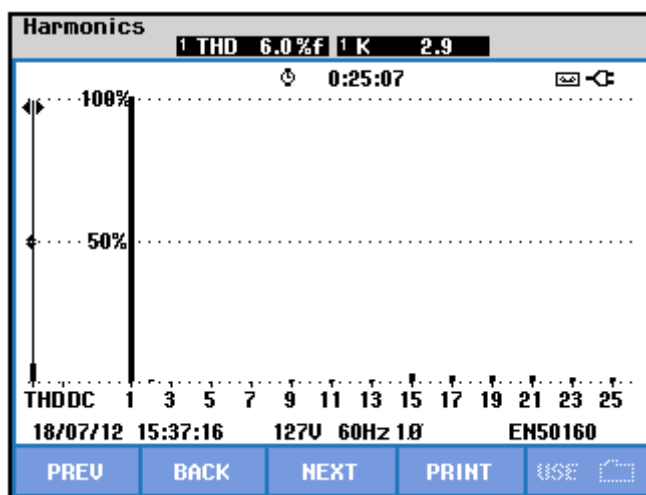


Figura 7.26 - Espectro Harmônico da Corrente da Fonte com Compensação Completa dos Harmônicos da Ponte Tiristorizada ($\alpha \approx 30^\circ$)

7.3.1 Transitório: variação do ângulo de disparo

Para analisar o comportamento dinâmico do sistema em uma situação diferente de variação de carga foi aplicado um degrau dado pela variação do ângulo de disparo da ponte tiristorizada de $\alpha \approx 90^\circ$ para $\alpha \approx 30^\circ$. Essa variação é menos brusca que a entrada súbita de carga total, mas apresenta uma boa variação de conteúdo harmônico, inclusive com variação nos ângulos de fase dos harmônicos, bem como variação de fase da componente fundamental. Essa variação na componente fundamental influencia a

resposta dos filtros sintonizados, que devem responder rapidamente, isolando o conteúdo harmônico de forma precisa e sem alteração da fase dos mesmos.

A Figura 7.27 apresenta a resposta dinâmica do sistema a este degrau. O sistema atinge o regime após 6 ciclos da fundamental aproximadamente. Mesmo com as variações de fase neste transitório o algoritmo é capaz de extrair os componentes harmônicos sem perder o sincronismo com a corrente da fonte e o controlador Proporcional Ressonante elimina eficientemente os harmônicos desejados.

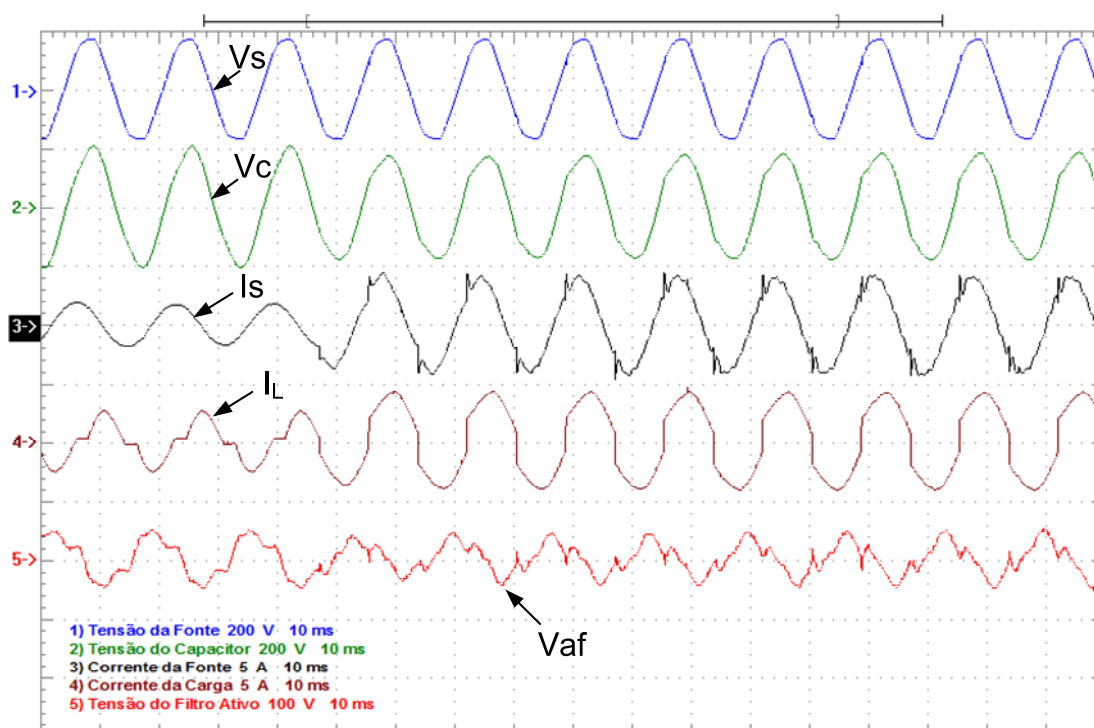


Figura 7.27 - Dinâmica do Sistema sob um Degrau de Carga de $\alpha \approx 90^\circ$ para $\alpha \approx 30^\circ$

7.4 Sistema Sem Carga: Isolador Harmônico

Como apresentado no Capítulo 5, a corrente harmônica presente na fonte é composta por duas componentes: a corrente harmônica da carga e a corrente harmônica devido à distorção da própria tensão da fonte. Assim, o controle deve sintonizar o Filtro Híbrido para que a corrente harmônica da carga flua para o ramo do filtro e, ao mesmo tempo, deve isolar a distorção da fonte para que o filtro não drene corrente harmônica da mesma.

Nas seções anteriores foram apresentados resultados de compensação do Filtro Híbrido juntamente com o Controlador Proporcional Ressonante com foco na sintonia do ramo híbrido e mitigação da corrente harmônica da carga. Agora, para evidenciar sua função de isolador harmônico será apresentado seu funcionamento sem carga, em que o Filtro garante que nenhuma corrente harmônica derivada das distorções da tensão da fonte flua no sistema.

A Figura 7.28 mostra as formas de onda do sistema sem carga, com o filtro conectado sem compensação ativa, apenas efetuando a carga e regulação do link DC.

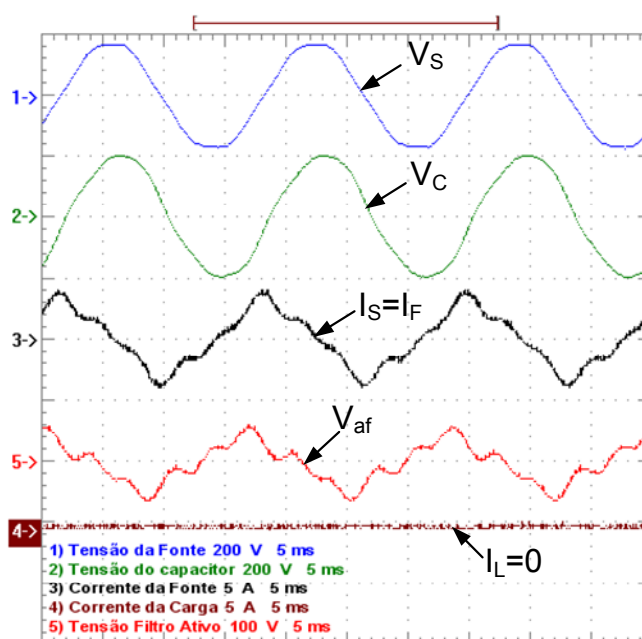


Figura 7.28 - Filtro Ativo Híbrido Conectado ao Sistema sem Carga e sem Compensação

Observe que a corrente fluindo pelo filtro apresenta uma distorção harmônica considerável com THD de 19,7%, mostrada na Figura 7.29, mesmo com a tensão da fonte apresentado uma pequena distorção com THD apenas 3,7%, mostrada na Figura 7.30. A tensão V_{af} é composta principalmente pela queda de tensão sobre o transformador de acoplamento, causada pela corrente I_s .

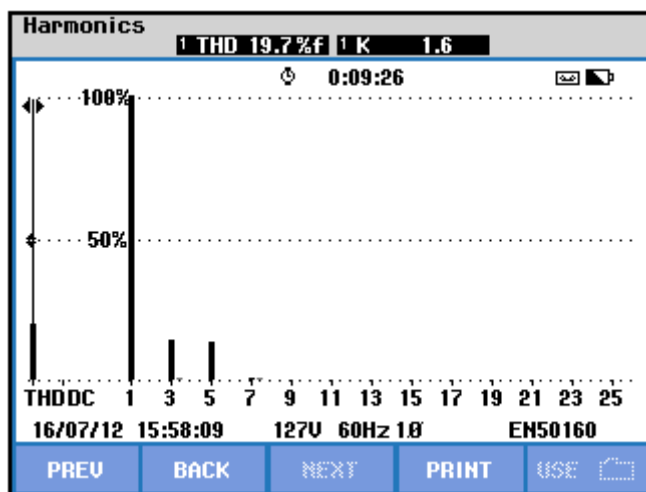


Figura 7.29 - Espectro Harmônico da Corrente da fonte sem Carga e sem Compensação

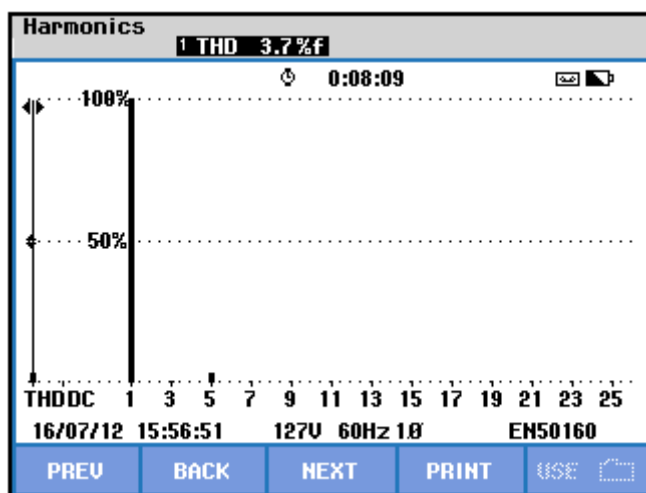


Figura 7.30 - Espectro Harmônico da Tensão da Fonte

Note também que a distorção da tensão é composta principalmente pelo quinto harmônico, Figura 7.30, entretanto a corrente apresenta amplitudes quase iguais para o terceiro e quinto harmônicos, Figura 7.29.

Isto ocorre devida a baixa impedância do ramo do filtro para as frequências próximas do terceiro harmônico, já que ocorre uma ressonância série entre a indutância do transformador de acoplamento e o banco de capacitores. Por isso a função de isolador harmônico é essencial para que o Filtro Híbrido não se torne um caminho de baixíssima impedância para uma frequência presente na tensão da fonte, ocasionando uma ressonância série e amplificando essa componente harmônica no sistema. Esse tipo

de ressonância pode levar as correntes harmônicas a níveis altíssimos ocasionado inclusive danos aos equipamentos conectados no ramo.

A Figura 7.31 mostra as variáveis do sistema de potência com o Filtro Híbrido operando como isolador harmônico para a situação apresentada na Figura 7.28, ou seja, sem carga conectada. A tensão V_{af} é controlada de forma que bloqueia os harmônicos de tensão da fonte, impedindo que correntes harmônicas fluam da fonte para o Filtro Híbrido, deste modo, mesmo com a tensão V_S distorcida a corrente I_S é senoidal assim como V_C , já que não há queda de tensão harmônica causada por correntes harmônicas percorrendo o banco de capacitores.

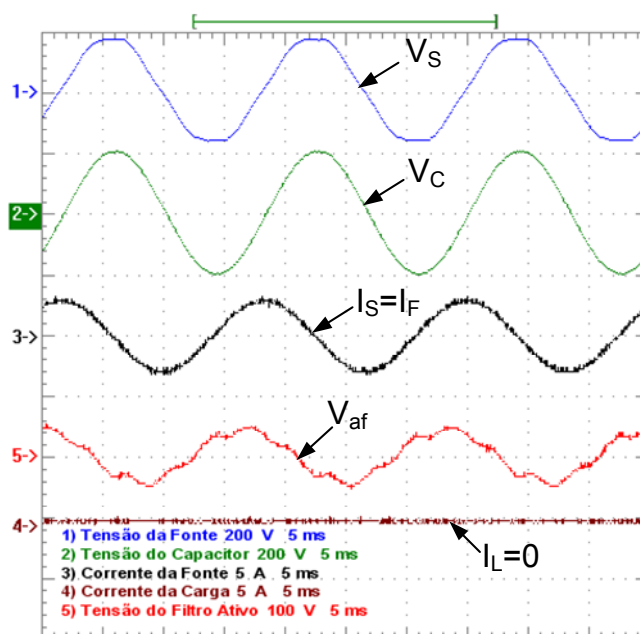


Figura 7.31 - Operação do Filtro Ativo Híbrido como Isolador Harmônico

7.5 Link DC

Nesta seção serão apresentados resultados do comportamento dinâmico da malha de controle para a regulação do link DC. Os ganhos do controlador PI do link DC também foram obtidos empiricamente. A Figura 7.32 apresenta a resposta dinâmica da malha do link DC para um degrau de referência de entrada de 30 V, em que a referência muda de 410 V para 440 V. Observe o aumento da tensão aplicada pelo Filtro Ativo para manter o link DC regulado nessa nova referência. O sistema apresenta um pequeno overshoot e estabiliza no novo valor após aproximadamente 1,4 segundos. Um tempo de acomodação relativamente alto, devido à constante de tempo muito grande do capacitor de 2350 μF .

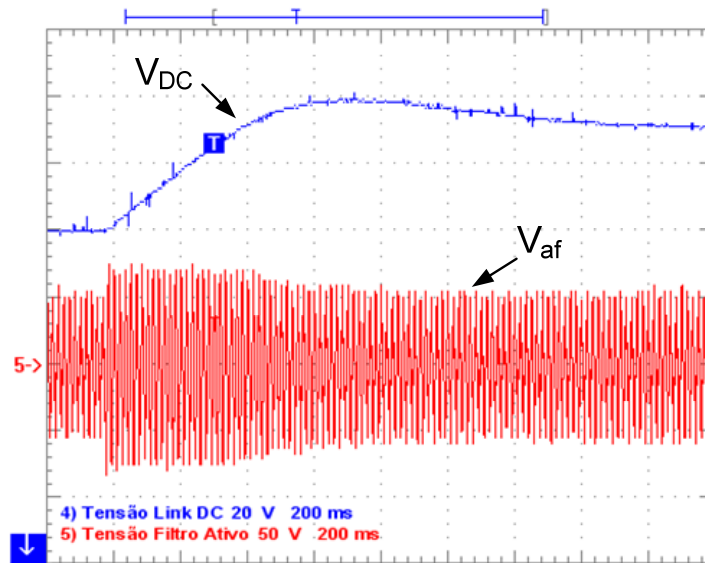


Figura 7.32 - Degrau de 30V na referência do link DC

Entretanto, esta malha não é otimizada para responder tão rapidamente a variações na referência de entrada e sim manter o link DC regulado em 440 V independente da condição de operação do Filtro Híbrido. Assim, a Figura 7.33 apresenta o comportamento dinâmico do link DC durante o degraú de carga aplicado na seção 7.2.1. Neste caso o sistema ainda leva cerca de 800 ms para retornar ao valor de referência, 440 V, entretanto apresenta uma queda de apenas 4 V na sua tensão, o que representa menos de 1% de variação. Deste modo a malha de controle cumpre com sua função de garantir a regulação do link DC mesmo diante de variações das condições de compensação.

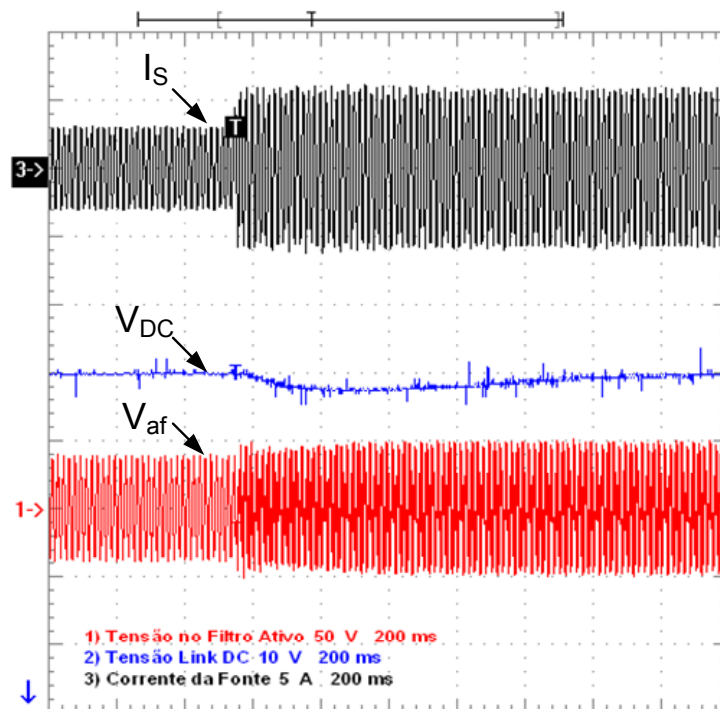


Figura 7.33 - Comportamento do link DC durante um degrau de carga

8 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a aplicação do Controlador Proporcional Ressonante ao Filtro Híbrido Ressonante, uma topologia híbrida para a compensação de harmônicos de corrente composta por um Filtro Ativo em série com um simples banco de capacitores.

Algumas características intrínsecas do método possibilitaram a eliminação do algoritmo de PLL normalmente utilizado para o sincronismo do equipamento com a rede, simplificando a implementação do algoritmo de controle. Também foi apresentado um método para a extração do conteúdo harmônico da corrente e para o controle do link DC do Filtro Ativo sem a necessidade do PLL.

Uma análise teórica mostrou que o conceito do Controlador Proporcional Ressonante é aplicável para o sistema do Filtro Ativo Híbrido, sendo capaz de rastrear as variáveis senoidais envolvidas e eliminar os harmônicos de interesse.

As simulações no software MATLAB/Simulink validaram os conceitos do Controlador Ressonante e demonstraram a eficácia do algoritmo proposto em prover o controle preciso da tensão do Filtro Ativo de modo a implementar a impedância ativa necessária para a mitigação de cada harmônico.

Por fim, nos resultados práticos obtidos com a implementação do algoritmo no DSP TMS320F2812 e aplicação em um protótipo monofásico, o controlador Proporcional Ressonante, aliado a topologia estudada, apresentou resposta satisfatória na mitigação harmônica, reduzindo o THD das correntes de carga atuando na eliminação das componentes harmônicas de maior amplitude. O algoritmo mostrou-se eficiente em regime e com bom comportamento dinâmico, comprovando que a estratégia de controle proposta é adequada para aplicação em um Filtro Ativo Híbrido real.

8.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade deste trabalho, pode-se indicar os seguintes pontos que devem ser investigados adequadamente:

- Definição de uma metodologia para a determinação dos melhores ganhos para os controladores, buscando melhorar, principalmente, a resposta

dinâmica do sistema. Seja essa metodologia analítica, a partir da modelagem matemática do sistema, ou por métodos de otimização com aplicação de inteligência artificial, como algoritmos genéticos.

- Estudo de técnicas de estimação de frequência para adaptação do algoritmo a variações de frequência, tanto na parte da extração harmônica quanto na parte do Controlador Ressonante, buscando aplicação do equipamento em sistemas de micro-grid ou sistemas isolados que podem apresentar flutuações consideráveis na frequência da rede.
- Análise da influência do transformador na topologia utilizada e otimização do seu projeto para a aplicação no Filtro Híbrido Ressonante.
- Implementação de um protótipo trifásico e, conseqüentemente, análise da aplicação em sistemas com harmônicos desequilibrados.

REFERÊNCIAS

- [1] Sasaki, H.; Machida, T., "A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-90, no.5, pp.2009-2019, Set. 1971.
- [2] L. Gyugi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting 1976, pp. 529–535.
- [3] N. Mohan, H. A. Peterson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst, and J. J. Vithaythil, "Active filters for ac harmonic suppression," in 1977 IEEE/PES Winter Meeting, A77026-8 1977.
- [4] 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, 1984.
- [5] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, "Active Power Filters", IEEJ IPEC-Tokyo, pp. 981-992, 1983.
- [6] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System", IEEE/IAS Conf. Record, pp. 874, 1988.
- [7] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "Compensation Characteristics of Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters", IEEE/IAS Conf. Record, pp. 959-966, 1989.
- [8] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 26, N° 6, pp. 983-990, 1990.
- [9] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter", EPE Conf. Record, Vol. 3, pp 30-35, 1991.
- [10] S. Bhattacharya, D.M. Divan, "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active filter System", IEEE/IAS Conf. Record, pp. 2531-2540, 1995.
- [11] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 27, N° 6, pp. 1020-1025, 1991.

- [12] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 10, N° 3, pp. 1570-1575, 1995.
- [13] P. Cheng, S. Bhattacharya, D. Divan, "Experimental Verification of Dominant Harmonic Active Filter for High Power Applications", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 36, N° 2, 2000.
- [14] M. Aredes, E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters". IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 10, N° 3, pp. 1649-1656, 1995.
- [15] P.T. Cheng, Y. F. Huang, C.C. Hou, "Design of a Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase Four-Wire Distribution System" IEEE/IAS Conf. Records, pp. 164-171, 2001.
- [16] B. Lin, B. Yang, "Current Harmonics Elimination with a Series Hybrid Active Filter", IEEE/ISIE, pp. 566-570, 2001.
- [17] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, "Synchronous Frame Based Controller Improvement for Active Series Filters under Unbalanced Conditions in Three Phase - Four Wire Systems" Proceedings of 7th International Conference on Industrial Applications IEEE/INDUSCON, 2006.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] S. Bhattacharya, Po-Tai Cheng, D.M. Divan, "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.3, pp.732-747, May/Jun 1997.
- [21] Darwin Rivas, Luiz Moran, Juan W. Dixon and José R. Espinoza "Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques" IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 50, N° 1, pp. 161-170, 2003.
- [22] Carlos Henrique da Silva, "Filtros ativos híbridos ressonantes" Tese (Doutorado) Universidade Federal de Itajubá, 2009.
- [23] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Detection is Key", IEEE Industry Application Magazine, v. 13, pp. 22-33, 2007.

- [24] 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, vol.57, no.11, pp.3814-3821, Nov. 2010.
- [25] V. Kaura, V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.1, pp.58-63, Jan/Fev 1997.
- [26] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres; J. Pinto, E.H. Takauti, "Modified Synchronous Reference Frame strategy for single phase hybrid active power filter," ICHQP 2008, pp.1-4, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [27] H. Nagase, Y. Matsuda, K. Ohnishi, H. Ninomiya, T. Koike, "High-Performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-20, no.6, pp.1482-1489, Nov. 1984.
- [28] D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, no.3, pp. 814- 822, Mai 2003.
- [29] D.N. Zmood, D.G. Holmes, 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/Abr 2001.
- [30] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, T. Kataoka, "A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, pp.480-486, May/Jun 1998.
- [31] S. Fukuda e T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model for PWM inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, pp.888-895, May/Jun 2001.
- [32] R. Bojoi, L.R. Limongi, D. Ruiu, A. Tenconi, "Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners," 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008., pp.3141-3148, 10-13 Nov. 2008.
- [33] W. Lenwari, M. Sumner, P. Zanchetta, "Design and analysis of high performance current control for shunt active filters," The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2006. PEMD 2006. pp.90-95, 4-6 April 2006.

- [34] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva, "A Control Strategy for Hybrid Series Active Power Filter Based on Resonant Compensators. In: 21st IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2012), Hangzhou. Proceedings of the 21st IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2012.
- [35] M.J. Newman, D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.38, no.6, pp. 1591- 1599, Nov/Dez 2002.
- [36] S. Tarbouriech, M. Turner, "Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems," Control Theory & Applications, IET, vol.3, no.1, pp.1-19, Jan 2009.
- [37] S.A. Richter, R.W. De Doncker, "Digital proportional-resonant (PR) control with anti-windup applied to a voltage-source inverter," Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), pp.1-10, Aug. 30 2011-Set. 1 2011.
- [38] 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, pp.1-4, 26-29 Set. 2010.
- [39] J.R. Rodriguez, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.1, pp. 5- 22, Feb. 2005
- [40] F.J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L.G.B. Rolim, F.A.S. Neves, M.C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. pp.176-181, 10-13 Nov. 2008.
- [41] A.G. Yepes, F.D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. López, J. Malvar, P. Fernandez-Comesaña, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.25, no.7, pp.1692-1712, Jul 2010.
- [42] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation" 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04, vol. 1, 2004, pp. 580–586.

- [43] I. Etxeberria-Otadui, A.L. de Heredia, H. Gaztanaga, S. Bacha, M.R. Reyero, "A Single Synchronous Frame Hybrid (SSFH) Multifrequency Controller for Power Active Filters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.5, pp.1640-1648, Oct. 2006.

APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO DA TRANSFORMAÇÃO AC DO CONTROLADOR

Este apêndice apresenta a transformação matemática de regulador dc genérico dentro do sistema de demodulação e modulação da referência síncrona para a referência estacionária abc , gerando um “regulador AC” com mesmas características conforme descrito em [27].

O regulador monofásico na referência síncrona da Figura 4.1 pode ser descrito no domínio do tempo por

$$v_{AC}(t) = \{[e_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_0 t)] * h_{DC}(t)\} \cdot \cos(\omega_0 t) + \{[e_{AC}(t) \cdot \sin(\omega_0 t)] * h_{DC}(t)\} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (A1)$$

onde $*$ denota a operação de convolução. O objetivo aqui é determinar a função de transferência $H_{AC}(s)$ que apresenta a mesma resposta em frequência de (A1), mas sem o processo de modulação e demodulação. O sistema desta forma pode ser representado por

$$V_{AC}(s) = H_{AC}(s)E_{AC}(s). \quad (A2)$$

No domínio do tempo temos que (A2)

$$v_{AC}(s) = e_{AC}(t) * h_{AC}(t) \quad (A3)$$

onde ω_0 é a frequência fundamental. Para simplificar as manipulações matemáticas duas funções serão definidas:

$$\begin{aligned} h_{DC}(t) * (e_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_0 t)) &\equiv f_1(t) \\ h_{DC}(t) * (e_{AC}(t) \cdot \sin(\omega_0 t)) &\equiv f_2(t). \end{aligned} \quad (A4)$$

A transformada de Laplace dessas funções é:

$$\begin{aligned} F_1(s) &= \mathcal{L}\{h_{DC}(t) * (e_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_0 t))\} \\ &= H_{DC}(s) \cdot \mathcal{L}\{e_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_0 t)\} \\ &= \frac{1}{2} H_{DC}(s) \cdot \{E_{AC}(s + j\omega_0) + E_{AC}(s - j\omega_0)\} \end{aligned} \quad (A5)$$

$$\begin{aligned}
 F_2(s) &= \mathcal{L}\{h_{DC}(t) * (e_{AC}(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 t))\} \\
 &= H_{DC}(s) \cdot \mathcal{L}\{e_{AC}(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 t)\} \\
 &= \frac{j}{2} H_{DC}(s) \cdot \{E_{AC}(s + j\omega_0) - E_{AC}(s - j\omega_0)\}
 \end{aligned} \tag{A6}$$

A descrição matemática do regulador (A1) é quebrada em dois componentes, A e B e a transformada de Laplace de cada componente é derivada utilizando as funções f_1 e f_2 e o teorema da modulação da transformada de Laplace, isto é,

$$\begin{aligned}
 A &= \mathcal{L}\{[(e_{AC}(t) \cdot \text{cos}(\omega_0 t)) * h_{DC}(t)] \text{cos}(\omega_0 t)\} \\
 &= \mathcal{L}\{f_1(t) \cdot \text{cos}(\omega_0 t)\} \\
 &= \frac{1}{2} \{F_1(s + j\omega_0) + F_1(s - j\omega_0)\} \\
 &= \frac{1}{4} \{ H_{DC}(s + j\omega_0)[E_{AC}(s + 2j\omega_0) + E_{AC}(s)] \\
 &\quad + H_{DC}(s - j\omega_0)[E_{AC}(s) + E_{AC}(s - 2j\omega_0)] \}
 \end{aligned} \tag{A7}$$

$$\begin{aligned}
 B &= \mathcal{L}\{[(e_{AC}(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 t)) * h_{DC}(t)] \text{sen}(\omega_0 t)\} \\
 &= \mathcal{L}\{f_1(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 t)\} \\
 &= \frac{j}{2} \{F_1(s + j\omega_0) - F_1(s - j\omega_0)\} \\
 &= \frac{1}{4} \{ -H_{DC}(s + j\omega_0)[E_{AC}(s + 2j\omega_0) - E_{AC}(s)] \\
 &\quad + H_{DC}(s - j\omega_0)[E_{AC}(s) - E_{AC}(s - 2j\omega_0)] \}
 \end{aligned} \tag{A8}$$

Ambos A e B contém os termos do erro com componentes dc ($E_{AC}(s)$) e de frequência dupla ($E_{AC}(s + 2j\omega_0)$), assim como os termos da função do regulador dc deslocadas na frequência ($H_{DC}(s + j\omega_0)$).

Finalmente, a versão transformada da função de transferência $H_{DC}(s)$ é obtida pela soma dos termos A e B

$$\begin{aligned}
 V_{AC}(s) &= A + B \\
 &= \frac{1}{4} \{ 2[H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)] \} \cdot E_{AC}(s) \\
 &= \frac{1}{2} [H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)] \cdot E_{AC}(s)
 \end{aligned} \tag{A9}$$

Logo,

$$H_{AC}(s) = \frac{1}{2} [H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)] \quad (A10)$$

A equação (A10) permite a obtenção da resposta em frequência do sistema (A1) para qualquer função de transferência $H_{DC}(s)$ de um regulador dc. A análise também ilustra o cancelamento das componentes de frequência dupla em (A9) gerados pelo processo de demodulação, contanto que $H_{DC}(s)$ seja igual para os dois sinais (eixo d e q) e que não haja distorção nas multiplicações.

APÊNDICE B – MODELAGEM MATEMÁTICA DO FILTRO ATIVO HÍBRIDO

Este Apêndice apresenta a modelagem matemática do Filtro Ativo Híbrido e a demonstração matemática de que o regulador Proporcional Ressonante é capaz de atingir erro zero em regime para o sistema analisado, tanto rastreando uma referência senoidal quanto rejeitando distúrbios na planta.

A Figura B.1 mostra o circuito equivalente do sistema do Filtro Ativo Híbrido, considerando a distorção de tensão na fonte e a corrente harmônica da carga.

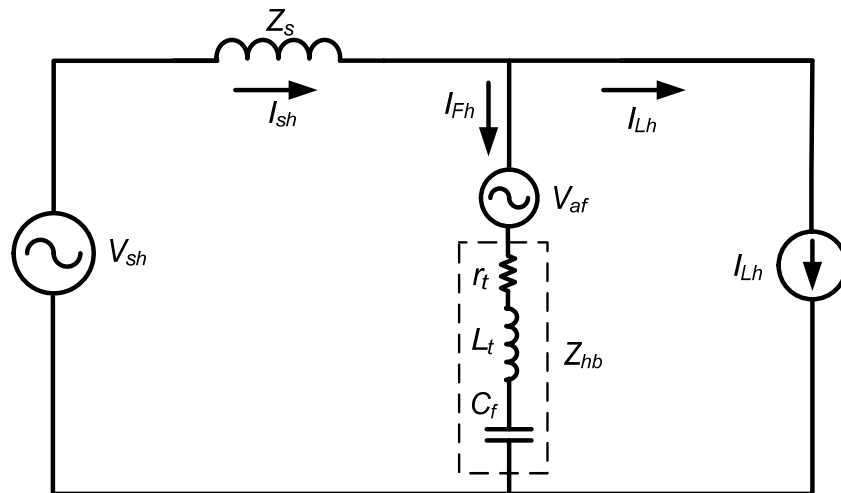


Figura B.1 - Circuito equivalente do Filtro Ativo híbrido

A partir do circuito equivalente temos pela lei de Kirchoff das tensões que

$$V_{sh} = Z_s \cdot I_{sh} + Z_{hb} I_{Fh} + V_{af} \quad (B1)$$

E o somatório das correntes no nó é dado por

$$I_{sh} = I_{Fh} + I_{Lh} \quad (B2)$$

Logo,

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} \quad (B3)$$

Substituindo (B3) em (B1)

$$\begin{aligned}
 V_{sh} &= Z_s \cdot I_{sh} + Z_{hb}(I_{sh} - I_{Lh}) + V_{af} \\
 V_{sh} &= (Z_s + Z_{hb})I_{sh} - Z_{hb} \cdot I_{Lh} + V_{af} \\
 V_{sh} - V_{af} + Z_{hb} \cdot I_{Lh} &= (Z_s + Z_{hb})I_{sh} \\
 I_{sh} &= \frac{V_{sh}}{Z_s + Z_{hb}} + \frac{Z_{hb} \cdot I_{Lh}}{Z_s + Z_{hb}} - \frac{V_{af}}{Z_s + Z_{hb}}
 \end{aligned} \tag{B4}$$

Na equação (B4) temos que a corrente harmônica na fonte é composta por três termos, sendo o primeiro a corrente gerada pela distorção da tensão da própria fonte, o segundo a corrente de carga e o terceiro pela tensão imposta pelo Filtro Ativo.

Para que I_{sh} seja nulo temos que V_{af} deve ser

$$V_{af} = V_{sh} + Z_{hb} \cdot I_{Lh} \tag{B5}$$

O que é condizente com a teoria apresentada em [11].

Analisando ainda a equação (B4) temos ainda que

$$\frac{I_{Fh}}{V_{af}} = \frac{1}{Z_s + Z_{hb}} \tag{B6}$$

Que é a função de transferência que relaciona a tensão do Filtro Ativo com a corrente no ramo híbrido. Assim, considerando as equações (B2), (B4) e (B6) temos que o sistema, em malha aberta, pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura B.2.

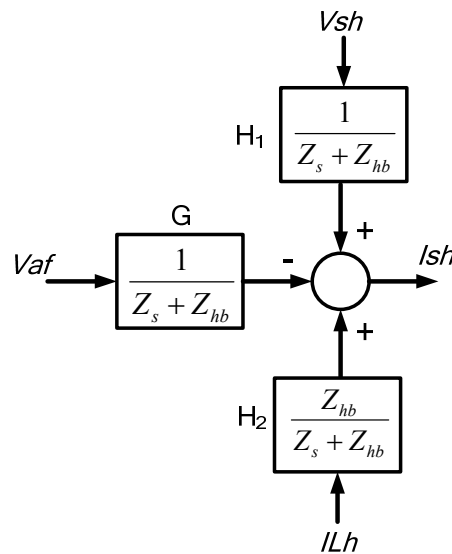


Figura B.2 – Diagrama de blocos do sistema em malha aberta

Fazendo a realimentação da corrente harmônica da fonte e aplicando o controlador Proporcional Ressonante obtemos o diagrama de blocos em malha fechada da Figura B.3.

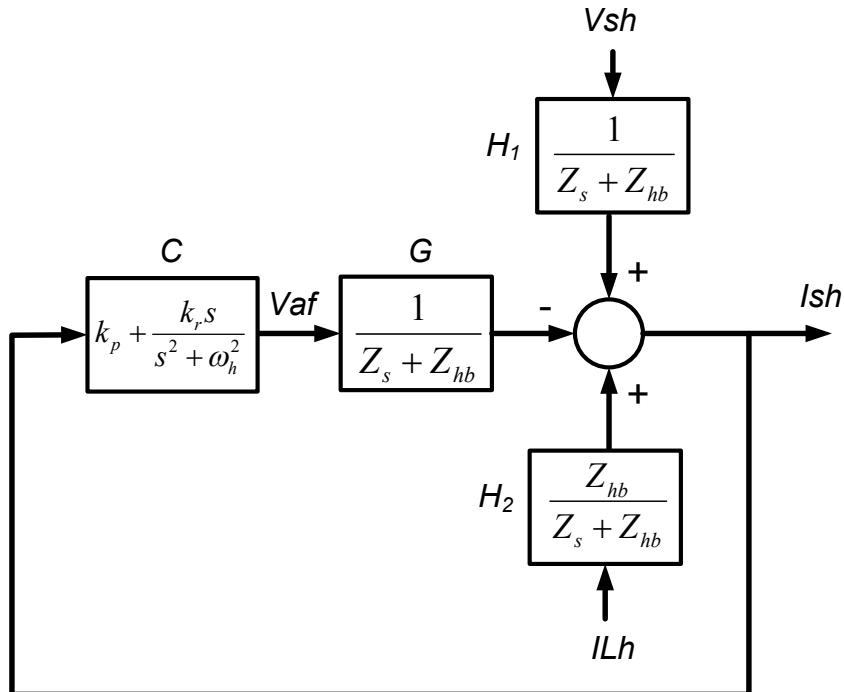


Figura B.3 – Diagrama de Blocos em malha fechada do sistema

Do ponto de vista da análise de sistemas de controle temos que G é a função de transferência da planta e V_{sh} e I_{Lh} podem ser modelados como distúrbios na saída do sistema. O sistema é modelado como um sistema sem referência de entrada, pois não se deseja impor determinada corrente harmônica na fonte, mas sim impedir que a corrente harmônica originada da distorção da tensão e a da carga circule pela fonte, ou seja, o controle do filtro deve rejeitar esses distúrbios.

Para simplificar a representação, fazendo

$$G(s) = H_1(s) = \frac{1}{Z_s(s) + Z_{hb}(s)} \quad (B7)$$

$$H_2(s) = \frac{Z_{hb}(s)}{Z_s(s) + Z_{hb}(s)} \quad (B8)$$

E considerando que a função de transferência $C(s)$ do controlador Proporcional Ressonante é

$$C(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (\text{B9})$$

temos na equação (B10) o modelo do Filtro Ativo híbrido em termos da transformada de Laplace das funções de transferência do diagrama da Figura B.3.

$$I_{sh}(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)} H_2(s) V_{sh}(s) + \frac{1}{1 + C(s)G(s)} H_2(s) I_{Lh}(s) \quad (\text{B10})$$

De acordo com a equação (B10), se $\frac{1}{1+C(s)G(s)}$ for igual a zero para a frequência harmônica em análise (ω_h), os distúrbios de V_{sh} e I_{Lh} serão eliminados da fonte. Para simplificar a análise será considerada apenas a compensação para uma frequência harmônica. Entretanto, os resultados obtidos são válidos para compensação simultânea de várias frequências, já que existe um desacoplamento natural entre as frequências harmônicas.

Assim, substituindo em (B7) as impedâncias $Z_s(s)$ e $Z_{hb}(s)$, temos

$$G(s) = \frac{1}{sL_s + r_s + sL_t + \frac{1}{sC_f} + r_t}$$

$$G(s) = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (\text{B11})$$

Onde $L = L_s + L_t$ e $R = r_s + r_t$ e, para evitar carregamento de notação, nas equações seguintes não será utilizado o índice f para o capacitor C do filtro.

Efetando os cálculos temos que

$$C(s)G(s) = \left(k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_h^2} \right) \cdot \left(\frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} \right)$$

$$C(s)G(s) = \frac{Ck_p s^3 + Ck_r s^2 + Ck_p \omega_h^2 s}{LCs^4 + RCs^3 + (LC\omega_h^2 + 1)s^2 + RC\omega_h^2 s + \omega_h^2} \quad (\text{B12})$$

$$\frac{1 + C(s)G(s)}{=} = \frac{LCs^4 + (R + k_p)Cs^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)s^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2 s + \omega_h^2}{LCs^4 + RCs^3 + (LC\omega_h^2 + 1)s^2 + RC\omega_h^2 s + \omega_h^2} \quad (\text{B13})$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{1 + C(s)G(s)} \\ &= \frac{LCs^4 + RCs^3 + (LC\omega_h^2 + 1)s^2 + RC\omega_h^2s + \omega_h^2}{LCs^4 + (R + k_p)Cs^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)s^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2s + \omega_h^2} \end{aligned} \quad (B14)$$

Substituindo o operador de Laplace s por $j\omega_h$, em que ω_h é a frequência do harmônico em questão, na equação (B14)

$$\begin{aligned} & \frac{1}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} = \\ & \frac{LC(j\omega_h)^4 + RC(j\omega_h)^3 + (LC\omega_h^2 + 1)(j\omega_h)^2 + RC\omega_h^2(j\omega_h) + \omega_h^2}{LC(j\omega_h)^4 + (R + k_p)C(j\omega_h)^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)(j\omega_h)^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2(j\omega_h) + \omega_h^2} \\ & \frac{1}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} = \\ & \frac{LC\omega_h^4 - RCj\omega_h^3 - LC\omega_h^4 - \omega_h^2 + RCj\omega_h^3 + \omega_h^2}{LC\omega_h^4 - RCj\omega_h^3 - Ck_pj\omega_h^3 - LC\omega_h^4 - Ck_r\omega_h^2 - \omega_h^2 + RCj\omega_h^3 + Ck_pj\omega_h^3 + \omega_h^2} \\ & \frac{1}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} = \frac{0}{-Ck_r\omega_h^2} = 0 \end{aligned} \quad (B15)$$

Temos em (B15), que o termo que multiplica V_{sh} e I_{Lh} torna-se nulo em regime para a frequência do harmônico mitigado, e portanto, pela equação (B10), I_{sh} será também nulo. O que demonstra que o controlador Proporcional Ressonante é capaz de eliminar completamente os distúrbios na sua frequência de ressonância.

Apenas a título de comprovação matemática, se houvesse uma referência de entrada, o controlador Proporcional Ressonante deveria assegurar o rastreamento de uma referência senoidal na sua frequência de ressonância. Neste caso, o modelo do sistema em malha fechada seria dado pela equação (B16)

$$Y(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} R(s) \quad (B16)$$

Em que $Y(s)$ é a saída do sistema, e $R(s)$ a referência.

Substituindo (B12) e (B13) em (B16) temos que

$$\frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{\frac{Ck_p s^3 + Ck_r s^2 + Ck_p \omega_h^2 s}{LCs^4 + RCs^3 + (LC\omega_h^2 + 1)s^2 + RC\omega_h^2 s + \omega_h^2}}{LCs^4 + (R + k_p)Cs^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)s^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2 s + \omega_h^2}$$

$$\begin{aligned} \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} &= \\ &= \frac{Ck_p s^3 + Ck_r s^2 + Ck_p \omega_h^2 s}{LCs^4 + (R + k_p)Cs^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)s^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2 s + \omega_h^2} \end{aligned} \quad (B17)$$

Substituindo o operador de Laplace s por $j\omega_h$ na equação (B17), em que ω_h é a frequência do harmônico em questão, temos que

$$\begin{aligned} \frac{C(j\omega_h)G(j\omega_h)}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} &= \\ &= \frac{Ck_p(j\omega_h)^3 + Ck_r(j\omega_h)^2 + Ck_p\omega_h^2 j\omega_h}{LC(j\omega_h)^4 + (R + k_p)C(j\omega_h)^3 + (LC\omega_h^2 + Ck_r + 1)(j\omega_h)^2 + (RC + Ck_p)\omega_h^2(j\omega_h) + \omega_h^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{C(j\omega_h)G(j\omega_h)}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} &= \\ &= \frac{-Ck_p j\omega_h^3 - Ck_r \omega_h^2 + Ck_p j\omega_h^3}{LC\omega_h^4 - RCj\omega_h^3 - Ck_p j\omega_h^3 - LC\omega_h^4 - Ck_r \omega_h^2 - \omega_h^2 + RCj\omega_h^3 + Ck_p j\omega_h^3 + \omega_h^2} \end{aligned} \quad (B18)$$

$$\frac{C(j\omega_h)G(j\omega_h)}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} = \frac{-Ck_r \omega_h^2}{-Ck_r \omega_h^2} = 1. \quad (B19)$$

Logo,

$$Y(j\omega_h) = \frac{C(j\omega_h)G(j\omega_h)}{1 + C(j\omega_h)G(j\omega_h)} R(j\omega_h) \quad (B20)$$

$$Y(j\omega_h) = 1 \cdot R(j\omega_h) = R(j\omega_h). \quad (B21)$$

A saída Y se iguala à referência R em regime permanente para uma frequência harmônica ω_h com a aplicação de um controlador Proporcional Ressonante sintonizado para esta mesma frequência.

APÊNDICE C – CIRCUITOS CONSTRUÍDOS

Buscando solucionar alguns problemas encontrados no circuito eletrônico do Filtro Híbrido existente, uma nova versão dos circuitos de condicionamento de sinais foi também projetada implementando melhorias a partir dos circuitos existentes.

A Figura C.1 mostra o diagrama em blocos da nova versão do condicionamento de sinais.

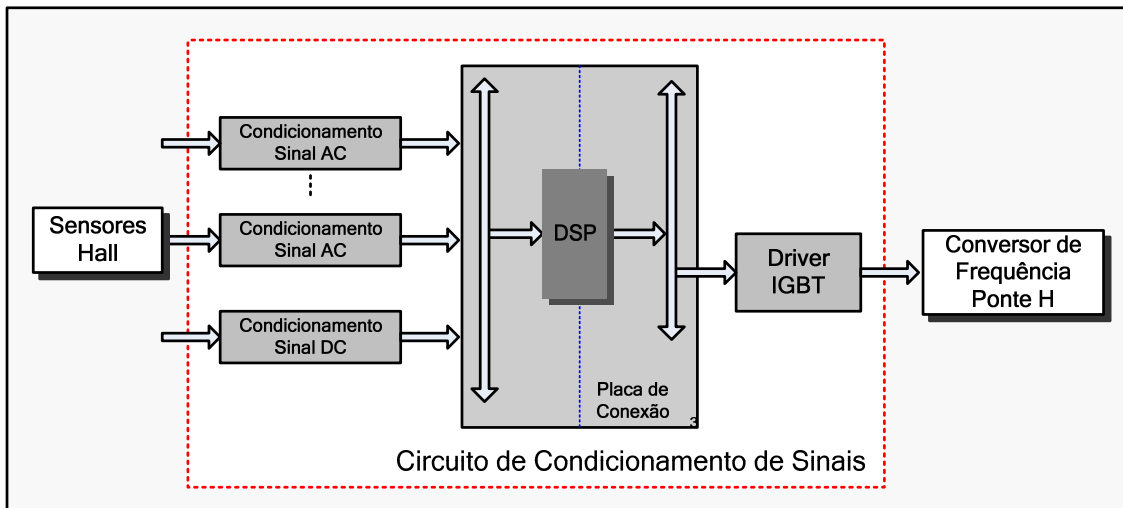


Figura C.1 - Diagrama de Blocos do Circuito de Condicionamento

Condicionamento de sinais

Este circuito é composto por 5 canais para condicionamento dos sinais de entrada do DSP, que são utilizados para ler as tensões e correntes da rede e a tensão do link DC.

Cada canal de condicionamento é responsável por compatibilizar os níveis de tensão do sensor hall, com os níveis de tensão aceitos pelos DSP. E é composto basicamente por um filtro passa-baixas para redução dos ruídos de alta frequência, um ganho para adequação da amplitude do sinal a ser amostrado e um ajuste de offset de 1,5[V], já que o conversor A/D só trabalha com sinais na faixa de 0 a 3[V].

A Figura C.2 mostra um diagrama representativo do circuito de condicionamento.

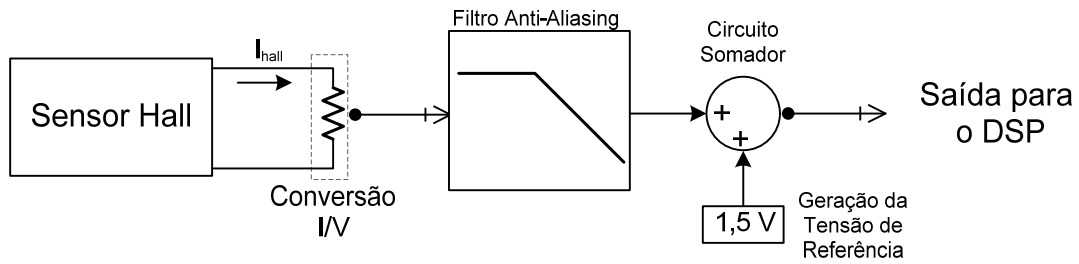


Figura C.2 - Diagrama Representativo do Circuito de Condicionamento

Os sinais de entrada das tensões do Link DC, já são sinais contínuos, portanto não precisam do offset de 1,5[V] para sua leitura.

A Figura C.3 apresenta o layout do circuito desenvolvido para o condicionamento dos sinais AC.

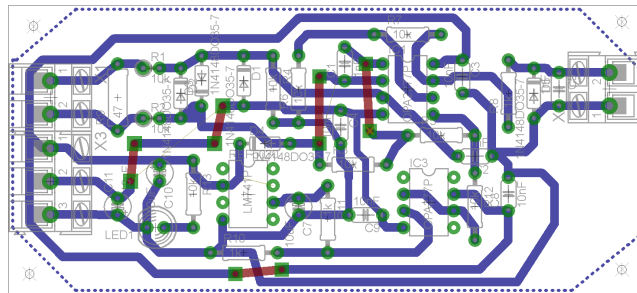


Figura C.3 - Layout condicionamento AC

A Figura C.4 apresenta o layout do circuito para condicionamento da tensão do link DC do inversor.

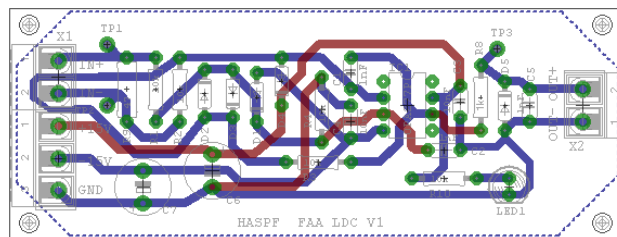


Figura C.4 - Layout condicionamento do link DC

A Figura C.5 apresenta uma fotografia das placas já instaladas no protótipo, sendo a primeira da esquerda para a leitura do link DC e as demais quatro para a leitura da corrente no filtro I_f , tensão no banco de capacitores V_C , corrente na fonte I_S e tensão na fonte V_S .

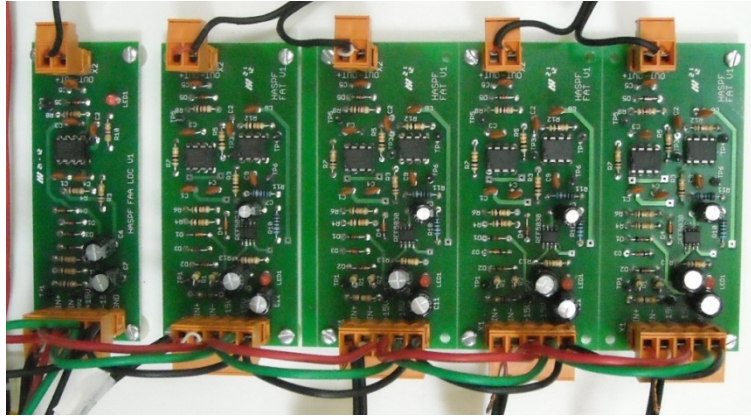


Figura C.5 - Fotografia das Placas de Condicionamento

Para o algoritmo de controle desenvolvido não há a necessidade de leitura das tensões da fonte e do capacitor, no entanto canais para essas medições foram disponibilizados para fins de monitoração já que se trata de um protótipo de testes.

Driver

Para o acionamento dos IGBT's são necessários drivers para compatibilizar os sinais vindos do DSP com os níveis de tensão aplicados ao componente. Para tanto, utiliza-se um circuito com buffer para elevar o nível de tensão dos pulsos de 3 [V] vindos do DSP para 15 [V], que é o nível de tensão de referência para os drivers comerciais da Semikron, modelo SKHI 22 A, existentes nos módulos dos conversores de frequência.

Além dos buffers para ajuste dos níveis de tensão, estes circuitos possuem optoacopladores para isolar os sinais de saída do DSP dos sinais chaveamento que irão acionar os IGBT's, ou seja, isolar os sinais dos circuitos eletrônicos dos sinais que serão levados ao circuito de potência, reduzindo ruídos ou outros sinais sejam induzidos do circuito de potência para a eletrônica.

O circuito do driver é composto por 2 buffers e por um optoacoplador. Como a frequência dos pulsos dos sinais de saída do PWM é 20kHz, é necessário um optoacoplador especial que trabalhe com frequências mais elevadas. Porém, apenas foi encontrado componente disponível que trabalha com níveis de tensão de 0 a 5[V]. Por isso, é necessário um buffer para elevar os sinais de 3[V] do DSP para 5[V]. Por fim, utiliza-se outro buffer para elevar a tensão deste sinal de 5[V] para 15[V].

A Figura C.6 e mostram os estágios de compatibilização de tensões utilizados na placa do driver.

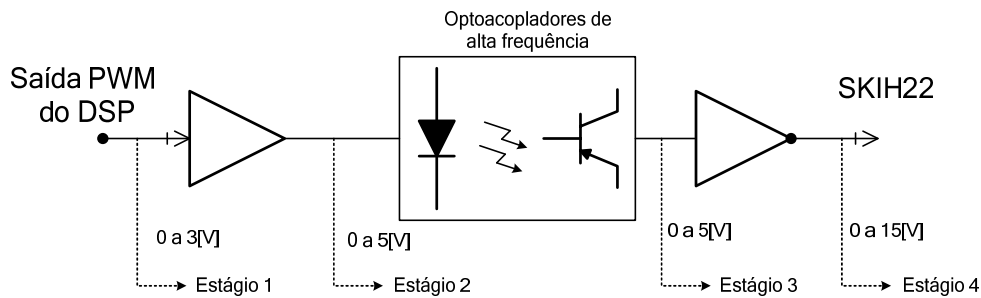


Figura C.6 - Estágios de Funcionamento da Placa de Driver

Este driver também é responsável por compatibilizar os níveis de tensão dos sinais de erro do SKHI (15 V) de volta para as entradas I/O do DSP (3 V), onde os pulsos serão interrompidos caso algum sinal de erro seja detectado. Esse circuito opera a uma frequência bem mais baixa existindo componentes que operam diretamente de 0 a 15[V], eliminando a necessidade de mais um estágio de buffer, já que o próprio opto faz a compatibilização das tensões. Esse circuito é representado pelo esquemático da Figura C.7.

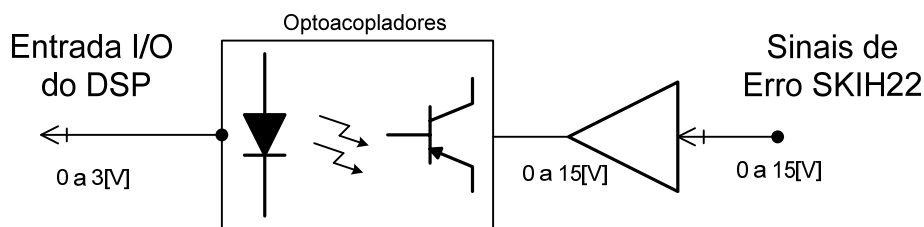


Figura C.7 - Esquemático do Driver para os Sinais de Erro do SKHI 22

A Figura C.8 apresenta o layout da placa de driver, note a divisão no meio da placa que isola os terras dos circuitos do lado da potência e do lado do DSP.

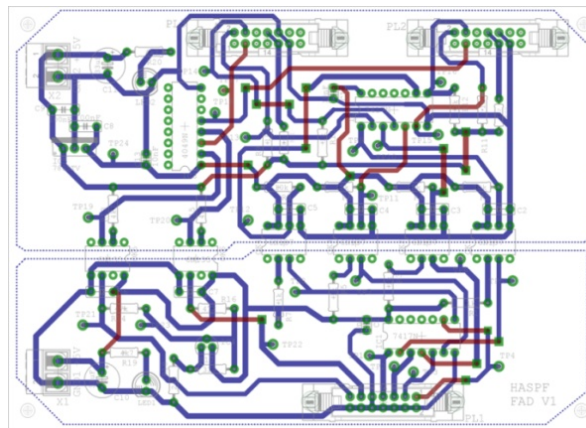


Figura C.8 - Layout da Placa de Driver

A Figura C.9 apresenta a fotografia da placa de driver já montada no protótipo.

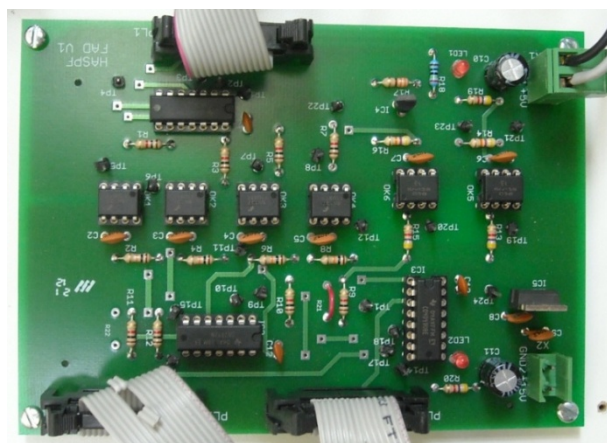


Figura C.9 - Fotografia da Placa de Driver

Placa de Conexão

A placa de conexão é formada por 2 circuitos isolados para os sinais de entrada e saída do DSP. Essa conexão para os sinais de entrada é feita para evitar o uso de cabos flats. O segundo circuito foi feito para rotear através das trilhas do circuito impresso os sinais na ordem correta que devem ser entregues ao driver.

Essa placa de conexão foi criada com a principal finalidade de isolar em circuitos diferentes as trilhas dos sinais de entrada do DSP, das trilhas nas quais passam os sinais de chaveamento do PWM. Criando uma placa comum para conexão do DSP, porém sem que houvesse interferência nos sinais de entrada pelos sinais de chaveamento de saída.

O layout da placa de conexão é mostrado na Figura C.10, onde o DSP é ligado diretamente a essa placa sem a utilização de cabos.

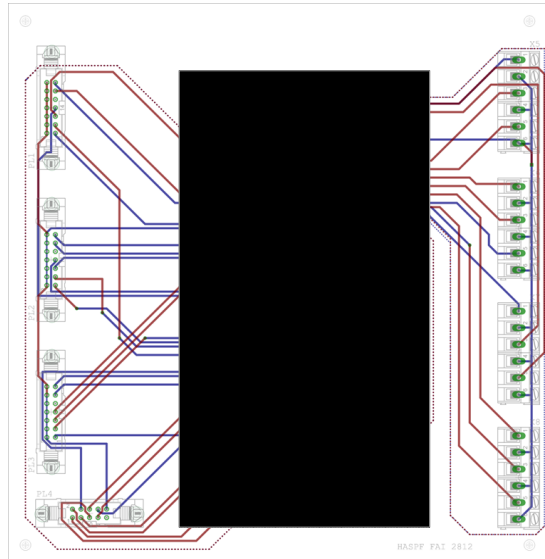


Figura C.10 - Layout da Placa de Conexão

Em seguida, foi confeccionada a versão profissional da placa, que é mostra na Figura C.11



Figura C.11 - Fotografia da Placa de Conexão

APÊNDICE D – PUBLICAÇÕES

Trabalhos completos publicados em anais de eventos.

1. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva; Germano Lambert-Torres, S. U. Ahn.
“Adaptive Filter and Resonant Controller Applied to Hybrid Series Active Power Filter.”
Third IFIP WG 5.5/SOCOLNET Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS, 2012, Costa de Caparica, Portugal.
2. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva.
“A Control Strategy for Hybrid Series Active Power Filter Based on Resonant Compensators.”
21st IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2012), 2012, Hangzhou.
3. C. H. Silva, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, S. U. Ahn.
“Active Impedance: A Closedloop Approach On Hybrid Active Series Power Filter.”
XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2011, Natal - RN.

Artigos aceitos para publicação em anais de eventos.

1. C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, Se Un Ahn, J. O. P. Pinto e B. K. Bose.
“Smart Impedance: Expanding the Hybrid Active Series Power Filter Concept.”
38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012, Montréal.

2. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva
“Applying Adaptive Notch Filters to Hybrid Active Var Compensator.”
38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012, Montréal.

3. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva.
“PLL-Less Control Strategy Applied to Hybrid Active Series Power Filter.”
10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2012. November 5 - 7, 2012 – Fortaleza – CE.

4. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, Germano Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva, M. P. Coutinho.
“Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Ativos Híbridos (HVarC) em Sistemas Distorcidos e Desequilibrados.”
10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2012. November 5 - 7, 2012 – Fortaleza – CE.