

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**

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

# **Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito**

**Robson Bauwelz Gonzatti**

**Itajubá, Agosto de 2015**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Robson Bauwelz Gonzatti**

# **Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito**

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

**Área de Concentração:**

Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

**Orientador:**

Luiz Eduardo Borges da Silva

**Co-Orientador:**

Rondineli Rodrigues Pereira

**Agosto de 2015**

**Itajubá – MG**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Robson Bauwelz Gonzatti**

# **Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito**

Tese aprovada por banca examinadora em 21 de Agosto de 2015, conferindo ao autor o título de **Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.**

**Banca Examinadora:**

Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva – UNIFEI

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira – UNIFEI

Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva – UFOP

Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga – UFJF

Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa – UFJF

**Itajubá 2015**

---

## 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 Fracasso Social, minha segunda família, pela amizade, pelas conversas, pelos conselhos, pelos risos e momentos de descontração e, principalmente, por me aturarem nos momentos de maior estresse durante o doutorado. Aos demais amigos, novos ou velhos, que estiveram comigo durante a realização deste trabalho.*

*Aos meus também amigos e colegas de laboratório Prof. Rondineli, Evandro, Bruno e Erica pela disponibilidade, auxílio e companhia no desenvolvimento desta pesquisa. Em especial à colega de doutorado, e agora também Professora, Sílvia, sempre disposta a discutir as ideias e teorias mirabolantes que surgiram no decorrer deste trabalho.*

*Ao Prof. Carlos Henrique, que me acompanhou desde o início da carreira acadêmica e que agora, mesmo distante, continua a acompanhar o desenvolvimento dos nossos estudos.*

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

*Ao Prof. Ismael pela imensurável ajuda e orientação na montagem dos protótipos e também pelas inúmeras histórias compartilhadas com todos nas conversas de fim de tarde no laboratório.*

*Ao Prof. Germano, Prof. Valberto 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

Microrredes isoladas sofrem com problemas de qualidade de energia, como distorções harmônicas e ressonâncias, devido ao valor elevado das impedâncias de saída dos conversores que as compõem. Estas impedâncias são normalmente associadas aos filtros LCL necessários na saída dos conversores para reduzir seu ruído de chaveamento. Como são impedâncias complexas, elas são dependentes da frequência, e então muito sensíveis ao conteúdo harmônico das correntes de carga. Isto leva a distorções significativas na tensão da microrrede, altamente dependente da corrente de carga, que resulta em uma qualidade de energia indesejável para os consumidores.

Os filtros ativos híbridos são uma escolha razoável para compensação harmônica possibilitando um desempenho aprimorado na filtragem com custo reduzido quando comparados aos filtros ativos convencionais. Esta tese propõe uma nova aplicação para os filtros ativos híbridos como forma de melhorar o desempenho de microrredes isoladas com alta impedância equivalente. O filtro híbrido altera a impedância equivalente da microrrede fazendo com que ela se comporte como um sistema mais forte, transformando-a em um barramento quasi-infinito, se tornando assim menos sensível aos problemas de qualidade de energia já mencionados.

É apresentada a conceituação das microrredes e dos conversores que dela fazem parte e a implementação prática de uma microrrede monofásica composta por um conversor e cargas com diferentes características. Os problemas relacionados à qualidade da energia nesta microrrede são demonstrados por meio de ensaios práticos e possíveis soluções são brevemente discutidas. Os conceitos e fundamentos do filtro ativo híbrido são apresentados juntamente com a implementação prática de um protótipo monofásico e seu funcionamento é comprovado através de resultados práticos.

Por fim o filtro é inserido na microrrede onde, por meio de resultados experimentais, se mostra capaz de mitigar os problemas de qualidade de energia gerados pelas cargas não lineares dentro da microrrede. Também são feitas análises mostrando a alteração da impedância equivalente da fonte com a ação do filtro híbrido, tornando a microrrede um barramento quasi-infinito.

---

# ABSTRACT

Isolated microgrids suffer from power quality problems, such as harmonic distortion and resonances, due to the high values of the output converter impedances. These impedances are normally associated to the LCL output filter needed to suppress the switching ripple of the converters. As complex impedances they are dependent of the frequency, therefore very sensitive to harmonics content of the load current. This leads to a significant microgrid voltage distortion, highly dependent on load current, what results in undesirable power quality to the consumers.

Hybrid active power filters are a reasonable choice for harmonic compensation allowing excellent filtering performance at reduced cost when compared to conventional active filters. This thesis propose a novel application for hybrid active filters as an approach to improve the performance of high impedance isolated microgrids. The hybrid active filter changes the microgrid bus equivalent impedance, forcing it to behave as a quasi-infinite bus, making the microgrid less sensitive to power quality problems already cited.

The concept of microgrids and the converters that compose them are presented, together with the implementation of a single-phase microgrid composed by a converter and loads with distinct characteristics. The problems related to the power quality in this microgrid are shown through practical tests and some possible solutions are briefly discussed. The fundamental concepts of the hybrid active filter are presented. Also there is the implementation of a single-phase hybrid filter prototype and the experimental verification of its operation.

Finally, the filter is inserted into the microgrid where, by means of experimental results, it proves to be suited to mitigate power quality problems generated by nonlinear loads within the microgrid. Analysis is made to show that the hybrid filter action really changes the source effective equivalent impedance, turning it into a quasi-infinite bus.

---

# SUMÁRIO

Resumo .....	i
Abstract.....	ii
Sumário.....	iii
Lista de Ilustrações .....	vi
Lista de Tabelas .....	x
Lista de Abreviações .....	xi
1 Introdução.....	1
2 Filtros Ativos Híbridos.....	4
2.1 Estado da Arte.....	4
2.2 Princípios de Operação do Filtro Ativo Híbrido.....	11
2.3 Algoritmos de Controle.....	18
2.3.1 Referência Síncrona .....	19
2.3.2 Controlador Proporcional Ressonante .....	22
2.4 Implementação do Filtro Ativo Híbrido .....	25
2.4.1 Controlador Proporcional Ressonante para Compensação Harmônica ..	26
2.4.2 Projeto dos Ganhos dos Controladores .....	27
2.4.3 Extração Harmônica.....	29
2.4.4 Algoritmo Anti-windup .....	31
2.4.5 Controle da Tensão do Elo CC .....	32
2.4.6 Discretização do Controlador .....	36
2.4.7 Controle da Potência Reativa.....	40
2.4.8 Protótipo Filtro Ativo Híbrido Ressonante .....	42
3 Resultados Experimentais do Filtro Ativo Híbrido .....	46
3.1 Bloqueio harmônico.....	46
3.2 Compensação de Fator de Potência .....	49
3.3 Compensação dos Harmônicos da Carga.....	51

---

3.4	Compensação de Harmônicos e Potência Reativa .....	55
3.5	Resposta Transitória.....	56
3.6	Verificação Experimental da Resistência Ativa.....	59
4	Conversores para Microrredes.....	64
4.1	Considerações Gerais sobre Microrredes.....	64
4.2	Implementação do Conversor Formador de Rede.....	72
4.2.1	Topologia .....	72
4.2.2	Referência Síncrona Modificada.....	74
4.2.3	Sincronismo com a Concessionária .....	75
4.2.4	Detecção da Presença da Rede.....	76
4.2.5	Controle da Amplitude e Frequência da Tensão em Modo Ilhado .....	77
4.2.6	Compensação do Dead-time .....	78
4.2.7	Reconexão da Microrrede ao Sistema Elétrico .....	82
4.2.8	Carga da Bateria.....	83
4.3	Protótipo do Conversor Formador de Rede .....	86
5	Resultados Experimentais do Conversor Formador de Rede.....	91
5.1	Carga da Bateria.....	91
5.2	Desconexão e Reconexão da Rede.....	92
5.3	Modo Ilhado.....	95
5.3.1	Conversor Operando à Vazio.....	95
5.3.2	Conversor Alimentando Carga Puramente Resistiva.....	96
5.3.3	Conversor Alimentando Carga Resistiva Indutiva .....	98
5.3.4	Conversor Alimentando Carga não Linear .....	100
6	Formação de um Barramento Quasi-infinito.....	107
6.1	Carga Tipo Fonte de Corrente.....	107
6.1.1	Filtro Conectado sem Compensação Ativa.....	107
6.1.2	Filtro Conectado com Compensação Ativa .....	111

---



---

6.2	Carga Tipo Fonte de Tensão .....	116
6.2.1	Filtro Conectado sem Compensação Ativa.....	116
6.2.2	Filtro Conectado e Compensação Ativa .....	120
7	Conclusões.....	125
7.1	Trabalhos Futuros .....	125
7.2	Publicações .....	126
	Referências .....	130

---

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Filtro ativo paralelo.....	5
Figura 2.2 - Filtro híbrido composto por filtro ativo série e filtro passivo paralelo.....	5
Figura 2.3 - Filtro híbrido composto por filtro ativo conectado em série com o filtro passivo paralelo.....	6
Figura 2.4 - Filtro híbrido composto por um filtro passivo paralelo e dois filtros ativos, um em série com a fonte (1) e outro em série com o filtro passivo (2). ....	7
Figura 2.5 – Filtro ativo híbrido para harmônicos dominantes.....	7
Figura 2.6 – Filtro ativo híbrido sem transformador. ....	9
Figura 2.7 - Filtro híbrido L-C com circuito de injeção. ....	9
Figura 2.8 - Filtro híbrido ressonante. ....	10
Figura 2.9 – Circuito equivalente harmônico do filtro híbrido.....	12
Figura 2.10 – Contribuição harmônica da carga.....	12
Figura 2.11 – Contribuição harmônica da fonte de tensão. ....	14
Figura 2.12 – Circuito do filtro híbrido como fonte de tensão. ....	15
Figura 2.13 – Circuito equivalente do filtro na frequência fundamental. Região de operação SubQ.....	17
Figura 2.14 – Circuito equivalente do filtro na frequência fundamental. Região de operação OverQ. ....	18
Figura 2.15 – Representação das correntes nos eixos estacionário ( $\alpha\beta$ ) e síncrono (dq). ....	20
Figura 2.16 - Diagrama em blocos da aplicação da transformada síncrona.....	21
Figura 2.17 – Controlador a partir da referência síncrona modificada. ....	22
Figura 2.18 – Demodulação e modulação dos sinais na referência síncrona.....	23
Figura 2.19 – Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante. ....	25
Figura 2.20 - Controlador Proporcional Ressonante para dez harmônicos.....	27
Figura 2.21 – Diagrama de bode do sistema em malha aberta. ....	28
Figura 2.22 – Diagrama de bode do controlador ressonante para vários ganhos.....	29
Figura 2.23 - Resposta em frequência do filtro notch.....	30
Figura 2.24 - Diagrama de blocos do compensador <i>anti-windup</i> . ....	32
Figura 2.25 - Circuito do conversor VSI como retificador ativo.....	33
Figura 2.26 - Armazenamento de energia na indutância $L_t$ com T2 e T3 fechadas.....	34
Figura 2.27 - Armazenamento de energia na indutância $L_t$ com T2 e T4 fechadas.....	34
Figura 2.28 - Transferência da energia da indutância $L_t$ para o capacitor $C_{CC}$ com T2 e T3 abertas. ....	35
Figura 2.29 - Obtenção da corrente fundamental do filtro.....	36
Figura 2.30 - Malha de Controle para Regulação do elo CC.....	36
Figura 2.31 - Diagrama de blocos do termo ressonante. ....	38
Figura 2.32 - Diagrama de blocos do sistema de controle de potência reativa. ....	40
Figura 2.33 - Diagrama em blocos completo do filtro ativo híbrido. ....	41
Figura 2.34 - Visão geral do protótipo do filtro ativo híbrido ressonante. ....	43
Figura 2.35 – Vista traseira do filtro, circuito de potência. ....	44
Figura 2.36 - Vista dianteira inferior do filtro. ....	44
Figura 2.37 – Circuitos de aquisição e processamento de dados.....	45

---

Figura 3.1 - Variáveis do sistema sem bloqueio harmônico do filtro híbrido. ....	47
Figura 3.2 – Espectro harmônico da tensão da fonte. ....	47
Figura 3.3 – Espectro harmônico da corrente do filtro híbrido sem bloqueio harmônico. ....	48
Figura 3.4 - Variáveis do sistema com bloqueio harmônico do filtro híbrido. ....	48
Figura 3.5 – Espectro harmônico da corrente do filtro híbrido com bloqueio harmônico. ....	49
Figura 3.6 – Correntes do sistema durante compensação de fator de potência.....	49
Figura 3.7 – Tensões do sistema durante compensação de fator de potência. ....	50
Figura 3.8 – Registro da potência da carga tiristorizada com $\alpha = 60^\circ$ . ....	51
Figura 3.9 – Registro da potência na fonte durante compensação de fator de potência. ....	51
Figura 3.10 – Variáveis do sistema durante compensação harmônica da Carga 1. ....	52
Figura 3.11 – Espectro harmônico da corrente da carga tipo fonte de corrente.....	52
Figura 3.12 – Espectro harmônico da corrente da fonte após compensação harmônica com carga 1. ....	53
Figura 3.13 – Variáveis do sistema com a Carga 2 ligada sem compensação ativa. ....	53
Figura 3.14 – Variáveis do sistema durante compensação harmônica da Carga 2. ....	54
Figura 3.15 – Espectro harmônico da corrente da carga tipo fonte de tensão. ....	54
Figura 3.16 – Espectro harmônico da corrente da fonte após compensação harmônica com carga 2. ....	55
Figura 3.17 – Tensões e correntes do sistema durante compensação harmônica e de fator de potência. ...	55
Figura 3.18 – Resposta transitória da compensação harmônica com carga tipo fonte de corrente. ....	56
Figura 3.19 – Resposta transitória do elo CC durante degrau de carga tipo fonte de corrente. ....	57
Figura 3.20 – Resposta transitória da compensação harmônica com carga tipo fonte de tensão.....	58
Figura 3.21 – Resposta transitória do controle de potência reativa. ....	58
Figura 3.22 – Adição de uma resistência ao ramo do filtro híbrido. ....	59
Figura 3.23 – Potência ativa harmônica no conversor do filtro ativo sem adição do resistor.....	60
Figura 3.24 – Potência ativa harmônica no conversor do filtro ativo após adição do resistor.....	60
Figura 3.25 – Potência ativa harmônica no resistor.....	60
Figura 3.26 – Potência fundamental no conversor do filtro ativo com resistor. ....	62
Figura 3.27 – Potência total no conversor do filtro ativo com resistor. ....	63
Figura 4.1 – Estrutura típica de uma microrrede. ....	64
Figura 4.2 – Representação de um conversor tipo alimentador de rede. ....	67
Figura 4.3 – Representação de um conversor tipo formador de rede. ....	67
Figura 4.4 – Representação de um conversor tipo auxiliador de rede. (a) Controlado como fonte de corrente. (b) Controlado como fonte de tensão. ....	68
Figura 4.5 – Topologia de um conversor bidirecional CC/CA em dois estágios (CC/CC e CC/CA). ....	72
Figura 4.6 – Topologia de um conversor bidirecional CC/CA com transformador elevador. ....	73
Figura 4.7 - Diagrama de blocos da Referência Síncrona Modificada. ....	74
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do MSRF-PLL [40]. ....	75
Figura 4.9 - Diagrama de blocos do esquema para cálculo de amplitude da tensão utilizando a referência síncrona modificada. ....	76
Figura 4.10 - Diagrama de blocos do controle da tensão de saída do conversor em modo ilhado. ....	78
Figura 4.11- <i>Dead-time</i> inserido no sinal de comando do PWM. ....	78

---

---

Figura 4.12 - Inversor PWM com um ramo [88].	79
Figura 4.13 - Formas de onda de um inversor de meia ponte demonstrando o efeito do <i>dead-time</i> [88]. (a) Modulação PWM senoidal. (b) Sinais de gate para T1 e T2. (c) Diminuição da tensão de saída quando a corrente é positiva. (d) Aumento da tensão de saída quando a corrente é negativa.	80
Figura 4.14 - Efeito do <i>dead-time</i> na forma de onda da tensão de saída [88]. (a) Forma de onda da tensão de saída ideal e real. (b) Corrente de saída. (c) Efeito cumulativo das perdas por <i>dead-time</i> .	80
Figura 4.15 – Diagrama de blocos do algoritmo de compensação do <i>dead-time</i> .	82
Figura 4.16 - Diagrama de blocos do algoritmo de ressinchronismo com a rede.	83
Figura 4.17 - Curva de carga da bateria chumbo ácido VRLA.	84
Figura 4.18 - Diagrama de blocos do algoritmo de carga da bateria.	85
Figura 4.19 - Composição da tensão de saída do conversor na carga da bateria.	86
Figura 4.20 – Visão geral do protótipo do conversor “Ilha”.	88
Figura 4.21 – Vista traseira do conversor, circuito de potência.	89
Figura 4.22 - Vista dianteira inferior do filtro.	89
Figura 4.23 – Circuitos de aquisição e processamento de dados.	90
Figura 4.24 – Banco de baterias.	90
Figura 5.1 - Tensões e correntes durante carga da bateria.	91
Figura 5.2 - Espectro harmônico da corrente CA de carga da bateria.	92
Figura 5.3 – Potência no conversor durante carga da bateria.	92
Figura 5.4 – Desconexão da rede em caso de interrupção.	93
Figura 5.5 - Diferença de fase entre $V_s$ e $V_C$ no momento de retorno da rede.	93
Figura 5.6 – Retorno da tensão da rede e ressinchronismo da microrrede.	94
Figura 5.7 – Momento do fechamento da chave da rede.	94
Figura 5.8 – Tensão do conversor em modo ilhado sem carga.	95
Figura 5.9 – Espectro harmônico da tensão do conversor a vazio.	95
Figura 5.10 – Formas de onda de tensão e corrente com carga resistiva.	96
Figura 5.11 – Potência da carga puramente resistiva.	96
Figura 5.12 – Espectro harmônico da tensão do conversor alimentando carga puramente resistiva.	97
Figura 5.13 – Formas de onda de tensão e corrente com carga resistiva nominal.	97
Figura 5.14 – Potência da carga resistiva nominal.	98
Figura 5.15 – Formas de Onda de tensão e corrente com carga RL.	98
Figura 5.16 – Potência da carga RL.	99
Figura 5.17 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga RL.	100
Figura 5.18 – Espectro harmônico da corrente da carga RL.	100
Figura 5.19 – Formas de onda de tensão e corrente com carga não linear tipo fonte de corrente.	101
Figura 5.20 – Espectro harmônico de corrente da carga 1.	102
Figura 5.21 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga 1.	102
Figura 5.22 – Potência da carga 1.	103
Figura 5.23 - Formas de onda de tensão e corrente com carga não linear tipo fonte de tensão.	103
Figura 5.24 – Espectro harmônico de corrente da carga 2.	104

---

---

Figura 5.25 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga 2.....	104
Figura 5.26 – Potência da carga 2.....	105
Figura 6.1 – Topologia da microrrede montada. ....	107
Figura 6.2 – Formas de onda da tensão e corrente da fonte com a carga 1 e filtro híbrido conectado. ....	108
Figura 6.3 – Espectro harmônico da corrente da fonte com carga 1 e filtro híbrido conectado. ....	108
Figura 6.4 – Espectro harmônico da tensão com carga 1 e filtro híbrido conectado. ....	109
Figura 6.5 – Potência na fonte com carga 1 e filtro híbrido conectado. ....	109
Figura 6.6 – Formas de onda de tensão e corrente da carga 1 com filtro híbrido conectado. ....	110
Figura 6.7 – Espectro harmônico da corrente da carga 1 com filtro conectado. ....	110
Figura 6.8 – Potência da carga 1 com filtro conectado.....	111
Figura 6.9 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte durante compensação ativa. ....	111
Figura 6.10 – Espectro harmônico da corrente da fonte com compensação ativa. ....	112
Figura 6.11 – Espectro harmônico da tensão da fonte com compensação ativa da corrente. ....	112
Figura 6.12 – Potência na fonte durante compensação ativa. ....	113
Figura 6.13 – Corrente da carga 1 durante compensação ativa. ....	113
Figura 6.14 – (a) Circuito equivalente do sistema da microrrede com carga tipo fonte de corrente e filtro híbrido. (b) Filtro híbrido como curto circuito harmônico. (c) Impedância equivalente do ponto de vista a-b da carga. (d) Circuito equivalente Thevenin.....	114
Figura 6.15 – Espectro harmônico da corrente da carga 1 durante compensação ativa. ....	115
Figura 6.16 – Potência na carga durante compensação ativa.....	116
Figura 6.17 – Formas de onda da tensão e corrente da fonte com a carga 2 e filtro híbrido conectado. ...	117
Figura 6.18 – Espectro harmônico da tensão com carga 2 e filtro híbrido conectado. ....	117
Figura 6.19 – Espectro harmônico da corrente da fonte com carga 2 e filtro híbrido conectado. ....	118
Figura 6.20 – Potência na fonte com carga 2 e filtro híbrido conectado. ....	118
Figura 6.21 – Formas de onda da tensão da fonte e corrente da carga 2 com filtro híbrido conectado. ...	119
Figura 6.22 – Espectro harmônico da corrente da carga 2 com filtro híbrido conectado. ....	119
Figura 6.23 – Potência da carga 2 com filtro conectado.....	120
Figura 6.24 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte durante compensação ativa.....	120
Figura 6.25 – Espectro harmônico da corrente da fonte com compensação ativa. ....	121
Figura 6.26 – Espectro da tensão da fonte com compensação ativa da corrente. ....	121
Figura 6.27 – Potência na fonte durante compensação ativa. ....	122
Figura 6.28 – Corrente da carga 2 durante compensação ativa. ....	122
Figura 6.29 – Espectro harmônico da corrente da carga 2 durante compensação ativa.....	123
Figura 6.30 – Potência na carga durante compensação ativa.....	124

---

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Métodos de discretização.....	37
Tabela 2 – Funções de transferência geradas no domínio z.....	38
Tabela 3 – Especificação do Filtro Ativo Híbrido.....	42
Tabela 4 – Cargas de teste.....	46
Tabela 5 – Potências Ativas Harmônicas no Filtro Híbrido.....	62
Tabela 6 – Especificação do conversor “Ilha”.....	87
Tabela 7 – Cargas de teste.....	101

---

## LISTA DE ABREVIACOES

<b>Abreviaturas</b>	<b>Significado</b>
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>DSP</b>	Digital Signal Processor (Processador Digital de Sinais)
<b>ESCR</b>	Effective Short Circuit Ratio (Relação Efetiva de Curto Circuito)
<b>ESS</b>	Energy Storage System (Sistema de Armazenamento de Energia)
<b>FACTS</b>	Flexible AC Transmission Systems (Sistemas Flexíveis de Transmissão CA)
<b>FPD</b>	Fator de Potência de Deslocamento
<b>GD</b>	Geração Distribuda
<b>GTO</b>	Gate Turn-Off Thyristor
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>LPF</b>	Low Pass Filter (Filtro Passa-baixas)
<b>MPPT</b>	Maximum Power Point Tracking (Rastreamento do Ponto de Mxima Potência)
<b>PCC</b>	Point of Common Coupling (Ponto de Acoplamento Comum)
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>PWM</b>	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
<b>SCR</b>	Short Circuit Ratio (Relação de Curto Circuito)
<b>SRF</b>	Synchronous Reference Frame (Referência Síncrona)
<b>THD</b>	Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total)
<b>UPS</b>	Uninterruptible Power Supply (Fonte de Energia Ininterrupta)
<b>VSC</b>	Voltage Source Converter (Conversor Fonte de Tensão)

# 1 INTRODUÇÃO

Correntes harmônicas no sistema elétrico causam efeitos indesejados em muitos componentes, os quais são normalmente projetados para a frequência fundamental. No caso das microrredes formadas por sistemas de geração distribuída, estes problemas podem ser ainda piores, uma vez que estes são sistemas fracos, ou seja, com baixa potência de curto circuito e maior impedância equivalente, em que distorções na corrente levam a distorções também na tensão. Os filtros ativos híbridos são uma alternativa aos filtros convencionais para mitigação harmônica nestes sistemas, combinando com sucesso a robustez e custo inicial mais baixo dos filtros passivos com a eficiência e flexibilidade dos filtros ativos.

Muitas das fontes de energia renováveis utilizadas nas microrredes geram eletricidade em corrente contínua, como o caso das células fotovoltaicas, e precisam de conversores de potência para converter essa energia de modo que possa ser inserida no sistema elétrico. Neste contexto, os inversores passam a operar como geradores, entregando potência ao sistema. Fazendo uma analogia às máquinas síncronas, normalmente utilizadas como geradores, podemos entender que o sistema conversor mais filtro híbrido se assemelha ao conjunto gerador síncrono mais regulador de tensão. O gerador síncrono reage aos diferentes tipos de carga, cargas indutivas provocam enfraquecimento do campo da máquina e conseqüentemente redução da tensão, por outro lado cargas capacitivas causam fortalecimento do campo e elevação da tensão. O regulador de tensão atua, então, para ajustar o campo e garantir a regulação de tensão terminal do gerador. Do mesmo modo, no caso do emprego do gerador eletrônico (conversor de frequência) o filtro híbrido pode ser utilizado para auxiliar a regulação de tensão. Na frequência fundamental pode-se realizar a regulação a partir do ajuste do fator de potência com o controle do banco de capacitores. Na presença de cargas não lineares, o filtro híbrido auxilia na regulação de tensão nas frequências harmônicas, tornando-se um equipamento indispensável para uma operação ótima do conversor, uma vez que a deterioração da qualidade da tensão pode comprometer o despacho de potência, gerar ressonâncias, interferências no controle dos demais conversores e dispositivos de proteção, além de inserir erros nas medidas de potência.

A partir de resultados experimentais serão explorados alguns dos impactos das cargas não lineares em uma microrrede, utilizando o filtro híbrido como uma solução



para a mitigação dos harmônicos em sistemas deste tipo. A microrrede em questão é formada por um conversor formador de rede podendo assim operar conectada ao sistema elétrico ou isolada.

Este trabalho apresenta como principal contribuição uma nova visão sobre os efeitos de mitigação do filtro híbrido onde será demonstrado, através de resultados experimentais, que a ação do filtro reduz a impedância equivalente da fonte, fazendo com que se aproxime de um sistema ideal, tornando esse barramento quasi-infinito. Isso sem a necessidade de adição de maior capacidade de geração na microrrede. Análises do comportamento das cargas indicando essa variação de impedância são apresentadas juntamente com a caracterização do fenômeno utilizando um modelo elétrico. O 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., Em seguida há uma exposição detalhada do filtro ativo híbrido, com a apresentação matemática do princípio de funcionamento e o conceito de impedância ativa. Posteriormente são discutidas as principais técnicas de controle utilizadas, incluindo o controlador Proporcional Ressonante que é a base para o algoritmo de controle implementado. Também são apresentados os sistemas adicionais para o funcionamento do filtro híbrido, como o método de detecção harmônica e a malha de regulação do elo CC, além de aspectos práticos da implementação de um protótipo monofásico.

O **Capítulo 3** apresenta resultados experimentais do filtro ativo híbrido na mitigação de harmônicos para dois tipos de cargas não lineares.

O **Capítulo 4** traz uma revisão sobre o conceito de microrredes, com os principais tipos de conversores utilizados para geração distribuída com foco no conversor formador de rede. Também são feitas algumas considerações sobre o controle hierárquico nas microrredes e características dos sistemas isolados. Em seguida são apresentados os detalhes da implementação de um conversor formador de rede. É apresentada a topologia do conversor e os algoritmos que compõem o seu controle e gerenciam a operação em modo ilhado e conectado à rede, bem como sua transição. Por fim, é descrito o protótipo do conversor construído.

No **Capítulo 5** são apresentados os resultados práticos obtidos com o protótipo do conversor formador de rede monofásico. Todos os seus modos de operação são testados. Além do mais são expostos resultados do conversor alimentando uma

microrrede com cargas lineares e não lineares observando o impacto das mesmas na rede.

O **Capítulo 6** apresenta os resultados e discussões da aplicação do filtro ativo híbrido para mitigar os problemas de qualidade de energia gerados pelas cargas não lineares quando alimentados pelo conversor que gerencia a microrrede. Também são feitas análises mostrando a alteração da impedância equivalente da fonte com a ação do filtro híbrido, tornando a microrrede um barramento quasi-infinito.

O **Capítulo 7** apresenta as conclusões gerais do trabalho sob o ponto de vista das contribuições obtidas durante o trabalho e sugestões para melhoria e continuação da pesquisa. Também estão listadas as publicações que foram geradas no decorrer 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 em [1], [2] e [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 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 GTO's [5]. Filtros ativos paralelos, Figura 2.1, apresentam maior flexibilidade e melhor desempenho quando comparados aos tradicionais filtros passivos, mas apresentam alto custo uma vez 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 grandes correntes nominais, que apresentam custo bastante elevado mesmo nos dias atuais.

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 foi proposta 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.

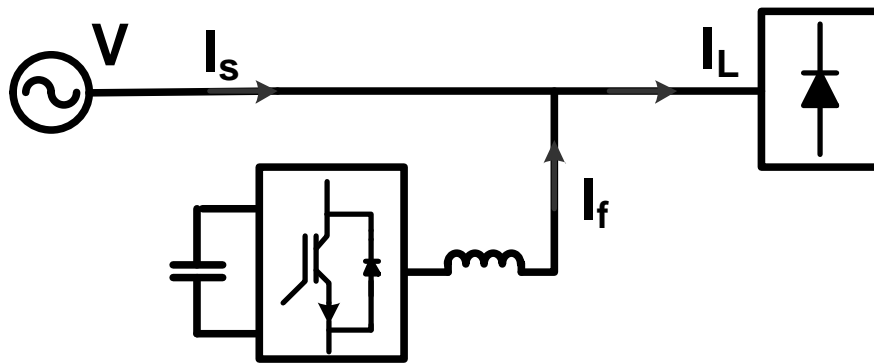


Figura 2.1 - Filtro ativo paralelo.

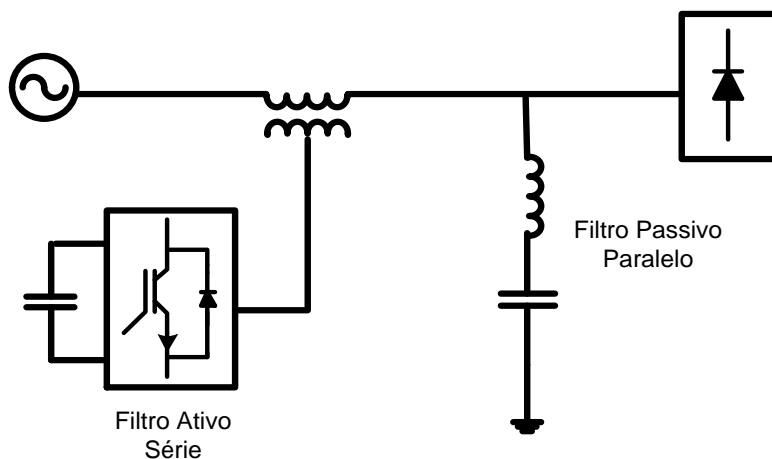


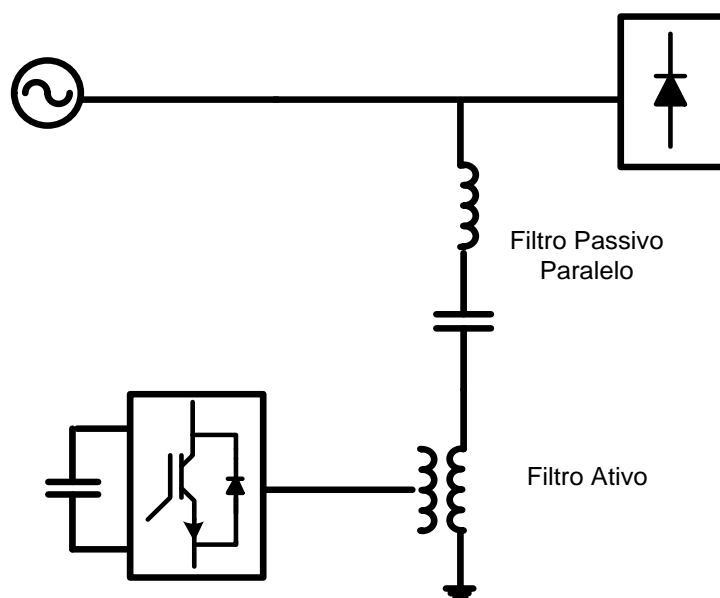
Figura 2.2 - Filtro híbrido composto por filtro ativo série e filtro passivo paralelo.

Em [7] e [8] foram realizados estudos detalhados sobre a operação em regime e estabilidade do sistema, bem como resultados e análises sobre a implementação prática da nova proposição feita em [6]. Foram feitas considerações a respeito da potência do filtro ativo em relação à 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 estes estudos se baseiam na chamada *teoria p-q* [4] para a realização do controle da tensão imposta pelo filtro ativo.

Em [9] foi proposta uma metodologia de compensação, utilizando também a combinação de filtros ativos série e filtros passivos paralelos, mas agora com algoritmos baseados na referência síncrona *d-q* para controle do filtro ativo. Este algoritmo apresenta significativa contribuição no aprimoramento da eficiência dos filtros híbridos,

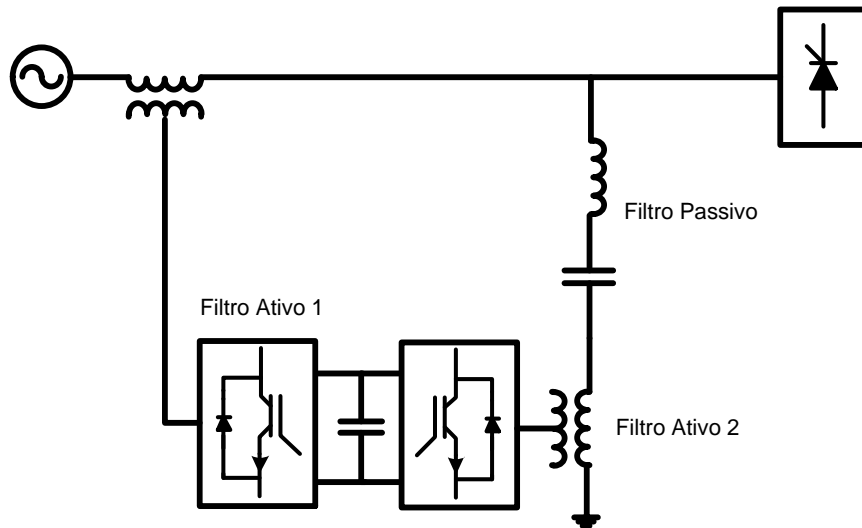
apresentando excelentes níveis de compensação harmônica. Foi documentada em [10] a concepção, construção e instalação de um filtro ativo híbrido série de 35 kVA numa estação de bombeamento de Beverly, New England.

Em 1990, foi apresentada 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 mesmo.



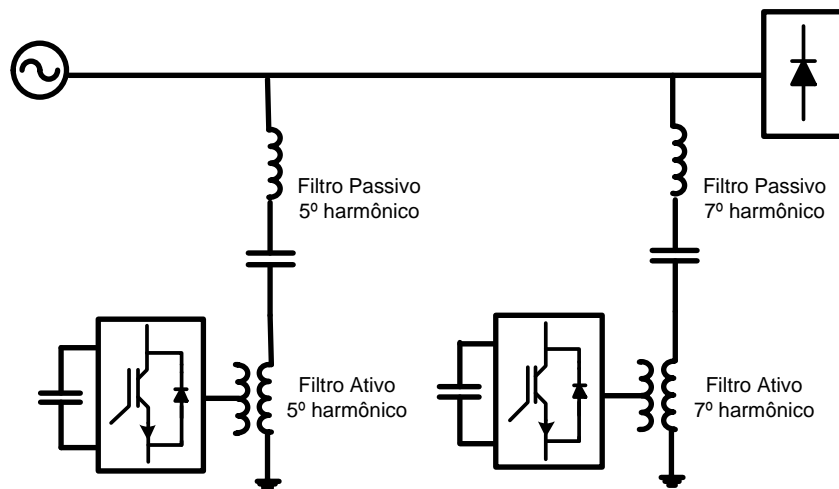
**Figura 2.3 - Filtro híbrido composto por filtro ativo conectado em série com o filtro passivo paralelo.**

Em [12], as duas topologias propostas até então foram unificadas, implementando um sistema composto por um filtro passivo paralelo e dois pequenos filtros ativos, um em série com a fonte e outro em série com o filtro passivo. 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 são algoritmos de compensação fundamentados na referência síncrona e não mais na teoria p-q.



**Figura 2.4 - Filtro híbrido composto por um filtro passivo paralelo e dois filtros ativos, um em série com a fonte (1) e outro em série com o filtro passivo (2).**

Em [13] foi proposto um sistema híbrido para a compensação das componentes harmônicas dominantes da corrente da carga, Figura 2.5, implementado também em referência síncrona, visando a tornar o equipamento viável para aplicações de alta potência, com cargas da ordem de 10MVA.



**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, foi apresentado 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 [14]. Também para esse tipo de sistema, foi proposto

em [15] um filtro ativo série para inserção apenas no condutor neutro, 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. Já em [16] foi proposto um sistema ativo híbrido composto por um filtro ativo série e filtros passivos paralelos para aplicação em sistemas monofásicos.

Foi proposto em 2006 [17] o arranjo de dois filtros ativos série, sendo um deles híbrido, com o foco na mitigação dos componentes harmônicos desequilibrados (incluindo a compensação dos harmônicos triplos) na corrente das fases em sistemas a quatro fios, sem compensação no condutor neutro. 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 foi abordada em [18]. Diferentemente dos métodos usuais, a análise foi feita em relação à frequência fundamental do sistema.

Três diferentes arranjos dos filtros ativos híbridos foram avaliados em [19]. Os modelos relativos a cada topologia foram descritos e análises qualitativas e quantitativas foram elaboradas a fim de auxiliar na escolha entre uma ou outra topologia. Um dos modelos faz referência à indutância complementar ativa, anteriormente discutida em [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, foi analisada e discutida em [21]. Erros de projetos, envelhecimento e aspectos relevantes à tolerância dos componentes passivos são analisados em detalhes.

Em 2005 foi proposta a retirada do transformador de acoplamento do filtro híbrido paralelo L-C [22], como na Figura 2.6. Esta modificação visa reduzir o tamanho do equipamento, já que o transformador pode se tornar muito grande, pesado e caro para aplicações de alta potência. Como o capacitor apresenta uma alta impedância na frequência fundamental, praticamente toda a queda tensão fundamental fica sobre o mesmo, reduzindo a tensão fundamental no conversor. Isso possibilita o uso direto de uma ponte com IGBT's de 1200 V (disponíveis no mercado a preços acessíveis) em um sistema de 6,6 kV [22] [23].

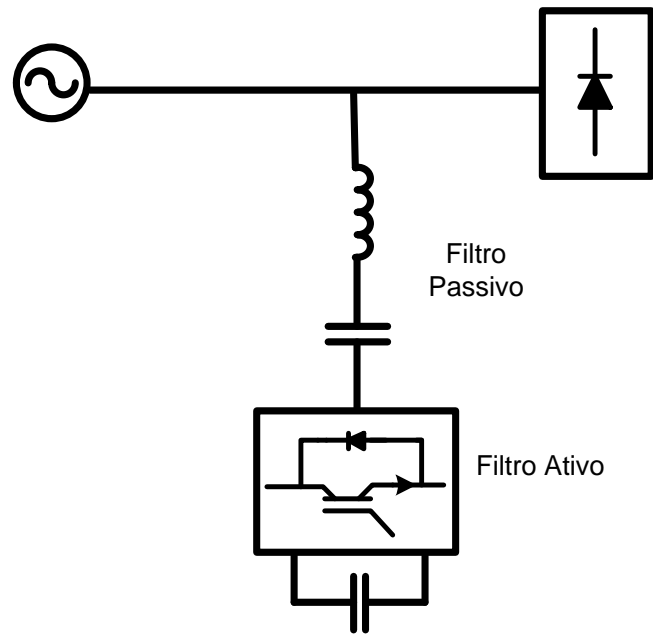


Figura 2.6 – Filtro ativo híbrido sem transformador.

A fim de reduzir ainda mais a potência do filtro híbrido foram propostas, a partir de 2006, topologias utilizando um circuito de injeção [24] [25], onde o filtro ativo fica em paralelo com a célula passiva, como na Figura 2.7. Deste modo apenas uma parcela da corrente fundamental passa pelo conversor, reduzindo sua potência.

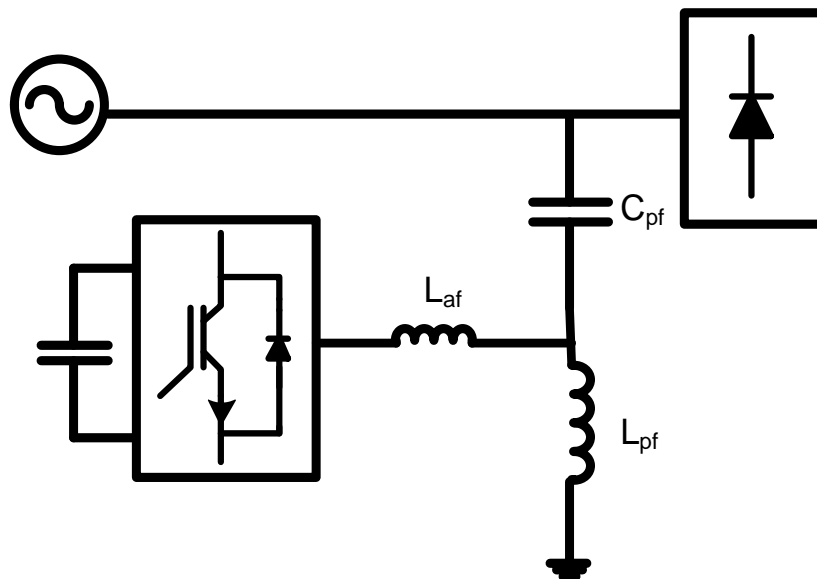


Figura 2.7 - Filtro híbrido L-C com circuito de injeção.



Por fim, em 2009 [26] foi proposta uma topologia de filtro híbrido 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 2.8, apresenta ótimas características de compensação e isolamento harmônica e facilita o projeto do filtro, uma vez que não há mais necessidade da sintonia do circuito passivo.

Posteriormente esta topologia de filtro ativo híbrido foi utilizada para compensação de potência reativa através do controle da tensão fundamental aplicada ao banco de capacitores [27]. Foram utilizados filtros adaptativos no algoritmo de controle que podem ser aplicados a tanto para sistemas trifásicos equilibrados quanto para desequilibrados.

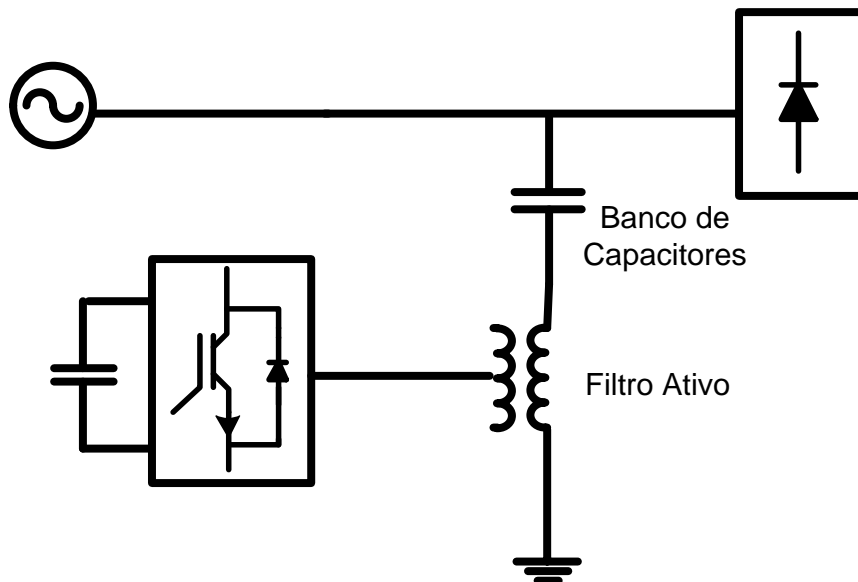


Figura 2.8 - Filtro híbrido ressonante.

Nos anos subsequentes as contribuições se concentraram no desenvolvimento de algoritmos para controle dos filtros híbridos procurando melhorar seu desempenho utilizando técnicas de controle não linear [28], controle com técnicas de aprendizado iterativo [29], controladores Fuzzy [30], controladores com estimador de harmônicos baseado em redes neurais [31], entre outros [32] [33].

Estes algoritmos têm sido implementados em diversas topologias de filtro híbrido (filtro híbrido L-C, com circuito de injeção e ressonante) uma vez que cada um apresenta vantagens e desvantagens, não havendo uma topologia ideal que apresenta as melhores características em todos os aspectos.

## 2.2 Princípios de Operação do Filtro Ativo Híbrido

O filtro ativo híbrido proposto em [26] reúne as características de compensação de diversas outras topologias, sendo capaz de:

- 1) Cancelar os distúrbios harmônicos da carga, em tempo real, independente dos parâmetros da fonte. Da mesma forma que um filtro ativo paralelo convencional.
- 2) Funciona como um filtro série para o banco de capacitores, isolando-o de distorções presentes na fonte e impedindo que o mesmo entre em ressonância com o sistema.
- 3) Possibilita compensação harmônica seletiva, onde podem ser mitigados apenas os harmônicos de interesse. Estratégia similar aos filtros passivos sintonizados.
- 4) Compensação contínua da potência reativa utilizando o banco de capacitores.
- 5) Por tratar-se de uma configuração híbrida, a potência de compensação é dividida entre a parte ativa e passiva, reduzindo o custo total do equipamento.
- 6) Elimina o procedimento de projeto e sintonia das células LC, uma vez que todo o procedimento de sintonia é feito eletronicamente.

Devido às suas características, esta topologia híbrida foi selecionada para implementação e estudo neste trabalho. Nas próximas seções serão explicados os conceitos associados ao funcionamento, que podem ser divididos em duas operações: compensação harmônica e compensação de potência reativa.

### A. Compensação Harmônica

O circuito equivalente para uma fase do filtro híbrido ressonante, levando em conta apenas as frequências harmônicas diferentes da fundamental, está mostrado na Figura 2.9. Onde  $Z_S$  é a impedância equivalente da fonte,  $Z_t$  é a impedância do transformador de acoplamento (obtida através do ensaio de curto circuito),  $Z_C$  é a impedância do banco de capacitores (incluindo sua resistência interna) e  $Z_{ACT}$  é a impedância ativa criada pelo filtro ativo.

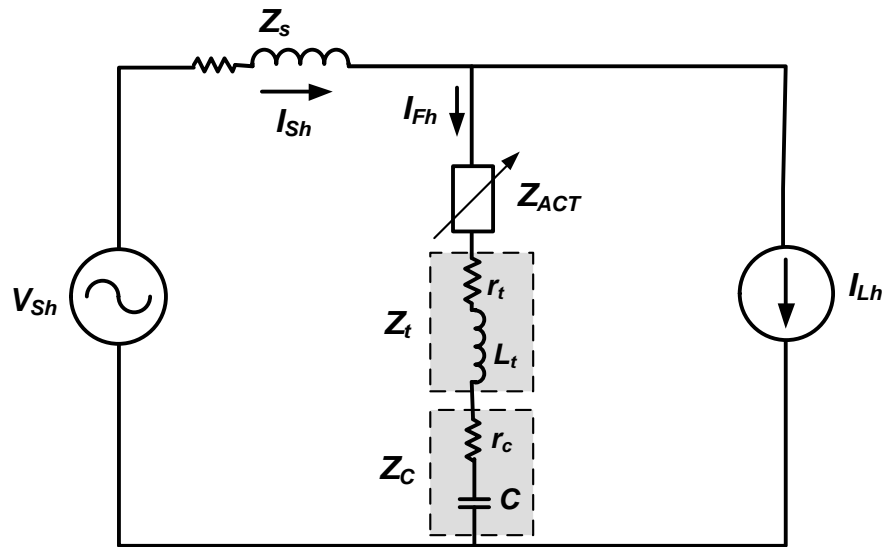


Figura 2.9 – Circuito equivalente harmônico do filtro híbrido.

A análise do comportamento da impedância ativa do filtro híbrido será feita através do princípio da superposição, considerando separadamente a contribuição de cada uma das fontes existentes no circuito ( $V_{Sh}$  e  $I_{Lh}$ ) para a composição da corrente harmônica na fonte ( $I_{Sh}$ ). Primeiramente, colocamos a fonte de tensão  $V_S$  em repouso, o que ocorre quando  $V_S$  for perfeitamente senoidal ( $V_{Sh} = 0$  para  $h \neq 1$ ). Neste caso, o circuito equivalente da Figura 2.9 passa a ser representado pelo circuito da Figura 2.10.

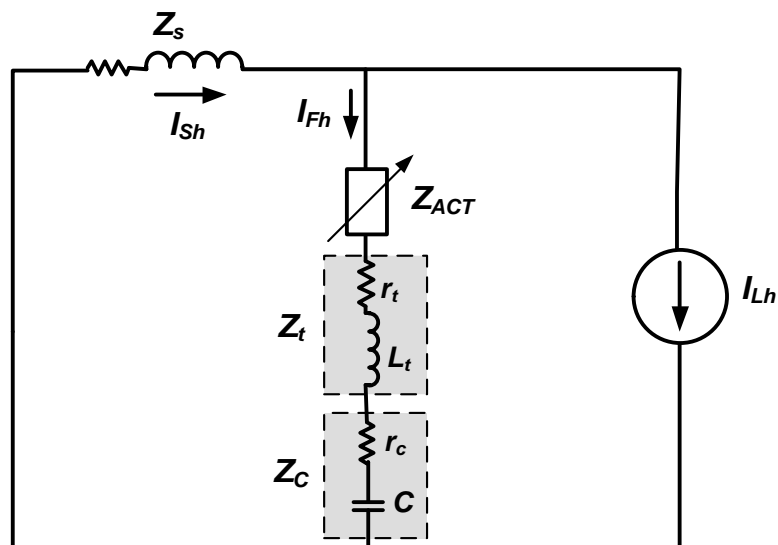


Figura 2.10 – Contribuição harmônica da carga.

Este circuito descreve apenas a contribuição da corrente harmônica da carga  $I_{Lh}$  na composição da corrente harmônica da fonte  $I_{Sh}$ , que é dada pela equação (1).

$$I_{Sh} = \frac{Z_t + Z_C + Z_{ACT}}{Z_S + Z_t + Z_C + Z_{ACT}} I_{Lh} \quad (1)$$

Para impedir que a corrente harmônica da carga flua no ramo da fonte, a impedância equivalente do ramo híbrido deve ser zero. Idealmente, se  $Z_{ACT} + Z_t + Z_C = 0$ , então  $I_{Lh}$  fluirá pelo ramo do filtro em vez de fluir pela fonte. Então, para que a impedância do filtro seja nula, deve-se gerar uma impedância ativa  $Z_{ACT}$  conforme equação (2) para sintonizar perfeitamente o ramo híbrido na frequência desejada.

$$Z_{ACT} = -(Z_t + Z_C) \quad (2)$$

A impedância passiva do ramo híbrido é composta pela impedância de curto do transformador ( $Z_t = r_t + j\omega L_t$ ) e pela impedância do banco de capacitores ( $Z_C = r_c + 1/j\omega C$ ). Desta maneira, a impedância ativa é composta por uma reatância ativa ( $X_a$ ), e uma resistência ativa ( $r_a$ ) de modo que  $Z_{ACT} = r_a + jX_a$ .

A reatância ativa sintoniza o ramo em uma determinada frequência harmônica  $\omega_h$ , para cada frequência essa reatância representa uma indutância ativa equivalente ( $L_a$ ), conforme equação (3).

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_t)C}} \quad (3)$$

Note que, dependendo da frequência de ressonância desejada, a indutância equivalente pode ser positiva ou negativa, conforme equação (4) [10].

$$L_a = \frac{1}{\omega_h^2 C} - L_t \quad (4)$$

Esta topologia permite sintonizar o filtro em várias frequências ao mesmo tempo, criando diferentes reatâncias ativas para cada frequência harmônica [26] [34].

A resistência ativa ( $r_a$ ) é uma resistência virtual negativa responsável por eliminar a resistência residual do ramo, conforme equação (5), tornando-o um filtro ideal para cada frequência harmônica.

$$r_a = -(r_t + r_c) \quad (5)$$

Quando sintonizado, o ramo do filtro híbrido se torna um curto circuito ideal para as correntes harmônicas da carga fazendo com que a tensão harmônica entre os terminais do filtro seja zero.

No entanto, se o filtro híbrido se tornar um curto circuito ideal para determinado harmônico e houver um componente de mesma frequência na tensão da rede, o filtro poderia drenar elevadas correntes harmônicas da fonte. Para analisar este caso, utilizamos novamente o princípio da superposição, deixando agora a fonte de corrente  $I_{Lh}$  em repouso (aberta) e avaliando o circuito equivalente apenas com a contribuição da distorção da fonte ( $V_{Sh}$ ). A Figura 2.11 representa o circuito equivalente para este caso.

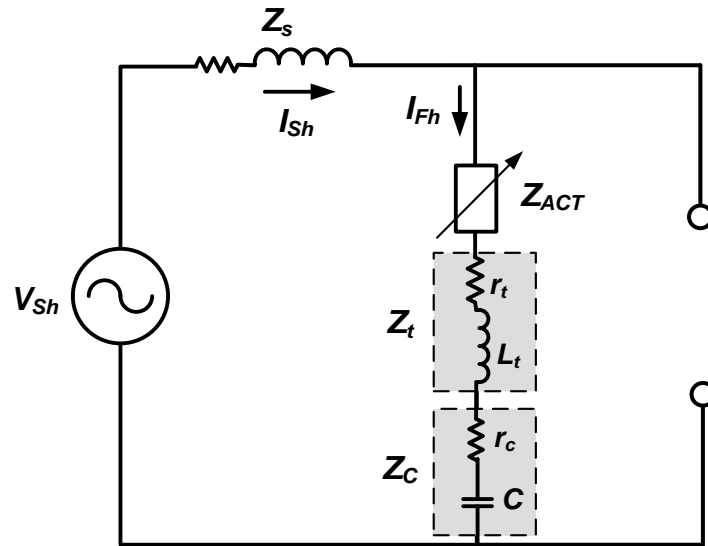


Figura 2.11 – Contribuição harmônica da fonte de tensão.

A partir do circuito equivalente da Figura 2.11 obtemos a equação (6), que mostra a contribuição de  $V_{Sh}$  na composição da corrente da fonte  $I_{Sh}$ .

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{Z_S + Z_t + Z_C + Z_{ACT}} \quad (6)$$

Analisando a equação (6), temos que a impedância ativa criada deve ser muito elevada para reduzir o nível de corrente harmônica circulando na fonte neste caso. Idealmente,  $Z_{ACT}$  deve ser infinito para que  $I_{Sh}$  seja zero.

Para uma compensação harmônica ideal  $I_{Sh}$  deve ser zero, então a impedância equivalente do ramo do filtro híbrido todo,  $Z_{FH}$  deveria ser:

$$\begin{cases} Z_{FH} = \infty, \text{ para } V_{Sh}. \\ Z_{FH} = 0, \text{ para } I_{Lh}. \end{cases} \quad (7)$$

No entanto, temos um impasse, já que a mesma impedância deveria apresentar valores diferentes (infinito e zero) para satisfazer a condição de zerar  $I_{Sh}$  levando em conta a contribuição de cada uma das fontes do sistema ( $V_{Sh}$  e  $I_{Lh}$ ). Na prática, a parte ativa do filtro híbrido é uma fonte de tensão controlável, capaz de produzir tensões com várias amplitudes e frequências diferentes. Inclusive, é possível controlar essa fonte de tensão para que se comporte como uma impedância para o resto do sistema. Assim, se substituirmos a impedância  $Z_{ACT}$  na Figura 2.9 por uma fonte de tensão controlável  $V_{Af}$ , obteremos o circuito da Figura 2.12.

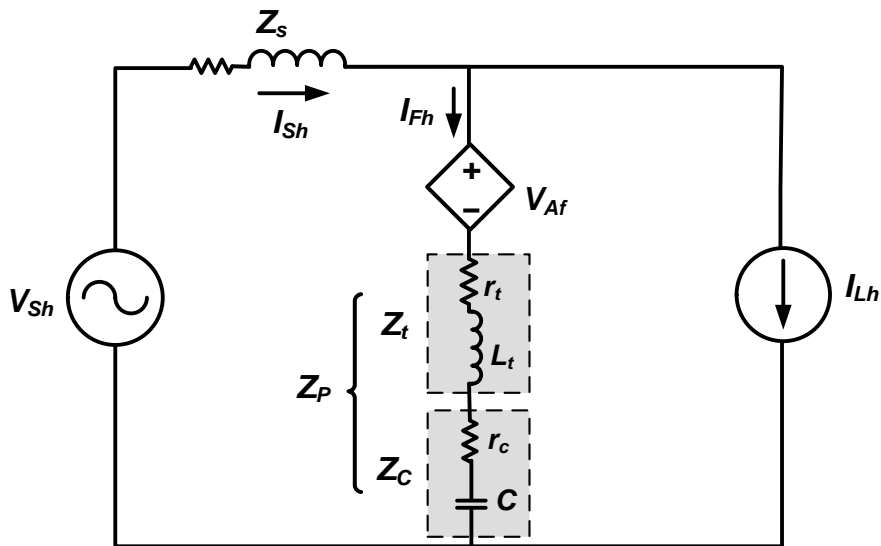


Figura 2.12 – Circuito do filtro híbrido como fonte de tensão.

A partir do circuito equivalente temos, pela lei de Kirchhoff das tensões, a equação:

$$V_{Sh} = Z_s \cdot I_{Sh} + (Z_t + Z_c)I_{Fh} + V_{Af} \quad (8)$$

Temos ainda que:

$$I_{Fh} = I_{Sh} - I_{Lh} \quad (9)$$

$$Z_t + Z_c = Z_P \quad (10)$$

Substituindo (9) e (10) em (8):

$$\begin{aligned}
 V_{Sh} &= Z_S \cdot I_{Sh} + Z_P(I_{Sh} - I_{Lh}) + V_{Af} \\
 V_{Sh} &= (Z_S + Z_P)I_{Sh} - Z_P \cdot I_{Lh} + V_{Af} \\
 V_{Sh} - V_{Af} + Z_P \cdot I_{Lh} &= (Z_S + Z_P)I_{Sh} \\
 I_{Sh} &= \underbrace{\frac{V_{Sh}}{Z_S + Z_P}}_{\text{contribuição da}} + \underbrace{\frac{Z_P \cdot I_{Lh}}{Z_S + Z_P}}_{\text{contribuição da}} - \underbrace{\frac{V_{Af}}{Z_S + Z_P}}_{\text{contribuição}} \\
 &\quad \text{distorção da fonte} \quad \text{corrente de carga} \quad \text{do Filtro Ativo}
 \end{aligned} \tag{11}$$

Na equação (11) 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:

$$V_{Af} = V_{Sh} + Z_P \cdot I_{Lh} \tag{12}$$

Na equação (12) o primeiro termo que compõe a tensão do filtro ativo ( $V_{Sh}$ ) garante que nenhuma corrente harmônica circula no ramo do filtro devido a distorções na tensão da rede. Aplicando uma tensão harmônica nos terminais do filtro ativo igual à tensão harmônica da rede, o filtro comporta-se como um circuito aberto, ou com impedância infinita, para as correntes originadas pela distorção da rede. O segundo termo da tensão do filtro ativo ( $Z_P \cdot I_{Lh}$ ) cancela a queda de tensão harmônica sobre a impedância passiva do filtro devida à corrente harmônica da carga. Isso configura um curto circuito ideal (impedância zero) apenas para a corrente harmônica da carga. A superposição dessas duas impedâncias virtuais geradas desta forma configura a impedância ativa  $Z_{ACT}$ , resolvendo o impasse da equação (7).

### B. Compensação de Potência Reativa

Levando em consideração apenas a frequência fundamental, a impedância do ramo híbrido pode ser ajustada como a impedância necessária para manter o fator de potência do sistema unitário [18][35]. Do mesmo modo, essa impedância pode ser controlada para ajustar a tensão terminal do sistema. Aqui a impedância é ajustada a partir do ângulo  $\Phi$  entre as componentes fundamentais de tensão ( $V_{S1}$ ) e corrente ( $I_{S1}$ ) na

fonte, para manter o Fator de Potência de Deslocamento (*Displacement Power Factor* ou FPD) em um valor desejado.

A potência reativa entregue pelo filtro híbrido é dada pela equação (13).

$$Q_{FH} = \frac{V_S^2}{jX_t - jX_C \pm jX_{ACT}} \quad (13)$$

Onde  $X_t$  é a reatância de curto circuito do transformador de acoplamento,  $X_c$  é a reatância do banco de capacitor e  $X_{ACT}$  é a reatância ativa criada pelo filtro ativo na frequência fundamental. Na equação (13), foram desconsideradas as resistências internas do transformador  $r_t$  e do banco de capacitores  $r_c$  uma vez que suas parcelas são muito menores do que as reatâncias em questão. Esta simplificação facilita a análise da potência reativa no filtro híbrido sem ocasionar erros elevados.

A reatância ativa  $X_{ACT}$  pode ser controlada em duas regiões de operação:

SubQ – quando a potência do banco de capacitores ultrapassa a potência reativa exigida pela carga. Neste caso,  $X_{ACT}$  é controlada para se comportar como outro capacitor em série com o banco original. Isto é obtido aplicando uma tensão em fase com a tensão do banco, reduzindo a tensão aplicada ao banco. Como mostrado em (14), esta ação diminui a potência reativa que circula entre o filtro híbrido e a fonte.

$$\uparrow |jX_t - j(X_{ACT} + X_C)| \Rightarrow \downarrow Q_{FH} \quad (14)$$

A Figura 2.13 mostra o circuito equivalente do filtro híbrido na frequência fundamental operando na região SubQ.

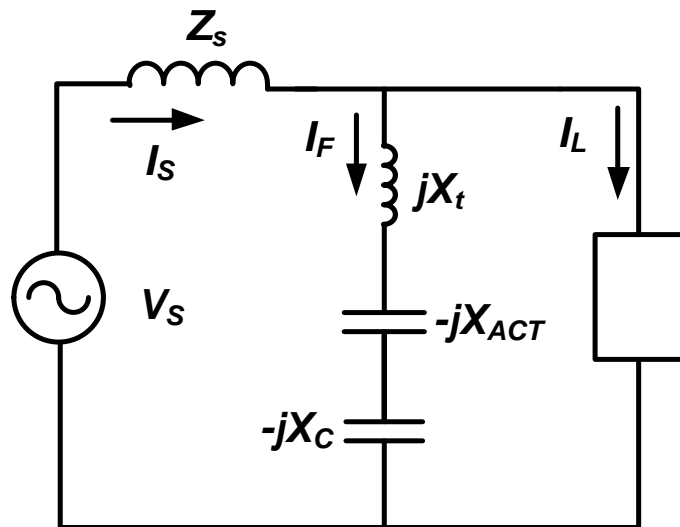


Figura 2.13 – Circuito equivalente do filtro na frequência fundamental. Região de operação SubQ.



OverQ – quando o banco de capacitor do filtro híbrido não é suficiente para suprir a potência reativa exigida pela carga. Então,  $X_{ACT}$  é controlado para se comportar como um indutor em série com o banco. Para se alcançar esse comportamento, o filtro ativo aplica uma tensão em fase oposta à do banco, aumentando a tensão do capacitor e, conseqüentemente, aumentando a potência reativa que circula entre o filtro híbrido e a fonte, conforme equação (15).

$$\downarrow |j(X_{ACT} + X_t) - jX_C| \Rightarrow \uparrow Q_{FH} \quad (15)$$

A Figura 2.14 mostra o circuito equivalente do filtro híbrido na frequência fundamental operando na região OverQ.

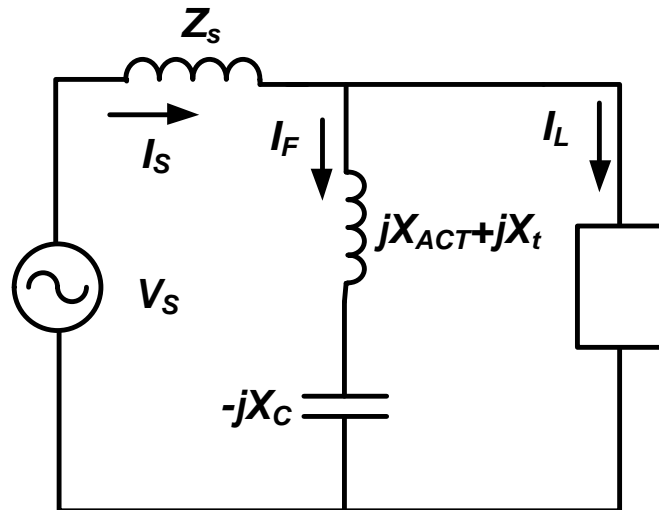


Figura 2.14 – Circuito equivalente do filtro na frequência fundamental. Região de operação OverQ.

A topologia permite variação contínua da potência reativa entregue através do controle da reatância equivalente do ramo, sem degraus ou transitórios associados a chaveamento de bancos de capacitores.

### 2.3 Algoritmos de Controle

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 [36], apresentando resultados insatisfatórios de compensação.

Assim, algoritmos adequados baseados em transformações de coordenadas foram desenvolvidos juntamente com a proposição e evolução das topologias. Uma das principais técnicas utilizadas para o controle do filtro ativo híbrido é fundamentada na referência síncrona. Por isso, seu princípio de funcionamento será brevemente explicado a seguir [37]. Outra técnica que vem sendo utilizada nos últimos anos para controle de filtros ativos e conversores PWM em geral, denominado controlador Proporcional Ressonante [38], será também descrita nesta seção.

### 2.3.1 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 (60 Hz). Nesta transformação todos os sinais são deslocados de 60 Hz, onde as componentes fundamentais do sistema passam a ser representadas como componentes contínuas.

Primeiramente, correntes são transformadas do sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema de referência estacionário  $\alpha\beta$ , através da Transformada de Clarke. Essa transformação é aplicada para as tensões ou correntes do sistema trifásico. A matriz da transformada de Clarke, considerando invariância na amplitude da corrente transformada, é mostrada na equação (16) [39]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

Para retornar este sinal para o sistema de coordenadas  $abc$ , a matriz da Transformada Inversa de Clarke é utilizada, como mostra a equação (17).

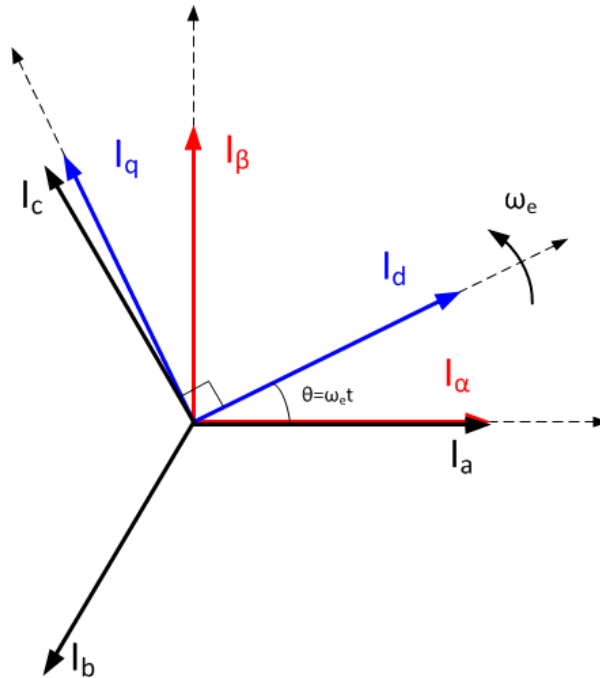
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (17)$$

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

Em seguida, as componentes são transformadas do sistema estacionário  $\alpha\beta$  para o sistema síncrono  $dq$  através da Transformada de Park, dada pela equação (18).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

Onde,  $\theta = \omega_e t$ , sendo  $\omega_e$  a frequência de sincronismo do eixo  $dq$ . A Figura 2.15 mostra a representação das correntes nos eixos estacionário ( $\alpha\beta$ ) e síncrono ( $dq$ ).



**Figura 2.15 – Representação das correntes nos eixos estacionário ( $\alpha\beta$ ) e síncrono ( $dq$ ).**

A transformada de Park requer dois vetores unitários  $\text{sen}(\omega_e t)$  e  $\text{cos}(\omega_e t)$ , em fase e a  $90^\circ$ , respectivamente, com a tensão do sistema. Normalmente estes sinais são obtidos através de um *PLL* (*Phase Locked Loop*), um algoritmo que rastreia continuamente a frequência e a fase da componente fundamental da tensão da rede.

As componentes  $i_d$  e  $i_q$  podem ser decompostas em componentes contínuas e alternadas, como mostra a equação (19).

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (19)$$

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.

A obtenção do conteúdo harmônico da corrente pode ser feita através de um filtro passa alta [37], como no caso de algoritmos de controle para filtros ativos. Por outro lado, se o objetivo for isolar apenas a componente de frequência fundamental do sinal, como em algoritmos de conversores para sistemas de geração distribuída, aplica-se um filtro passa baixas.

Uma vez extraídas as componentes de interesse, é preciso retornar o sistema para o eixo de coordenadas  $abc$ . Para isso, é necessário aplicar a Transformada Inversa de Park, mostrada na matriz (20).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e) & \text{sen}(\omega_e) \\ -\text{sen}(\omega_e) & \cos(\omega_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

Desta forma, os sinais de corrente ficam representados novamente no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , podendo ser reconstituídos para o sistema de coordenadas  $abc$  através da Transformada Inversa de Clarke, mostrada na equação (17). O diagrama em blocos da Figura 2.16 mostra um exemplo de aplicação da transformada síncrona para extração da componente fundamental ( $i_{a1}$ ,  $i_{b1}$  e  $i_{c1}$ ) das correntes de um sistema ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ).

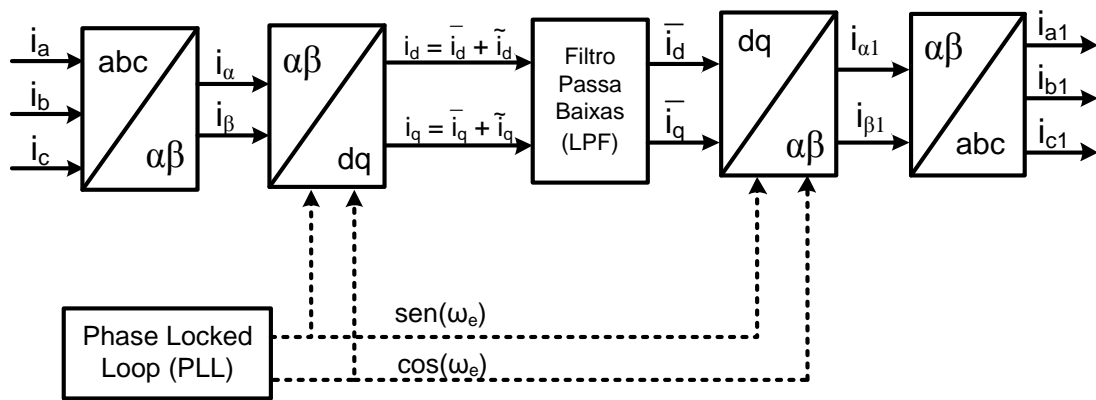


Figura 2.16 - Diagrama em blocos da aplicação da transformada síncrona.

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. Neste caso, as componentes de sequência negativa fazem parte da componente alternada ( $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ) e possuem frequência de 120 Hz (para um sistema com frequência fundamental igual a 60 Hz). Faz-se, então, necessário o uso de uma técnica adicional para correta extração do conteúdo harmônico [37].

A referência síncrona 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* [40][41].

### 2.3.2 Controlador Proporcional Ressonante

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 [36] 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 CC, 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 [36].

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 CC, com sua saída sendo remodulada, retornando a frequência original, na saída do controlador [38].

A Figura 2.17 mostra o diagrama de blocos de um controlador implementado a partir da referência síncrona modificada para sistemas monofásicos [38] [42], explicitando os passos de demodulação do sinal alternado de entrada  $e(t)$ , da aplicação do controlador  $H_{CC}(s)$  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  $v(t)$ .

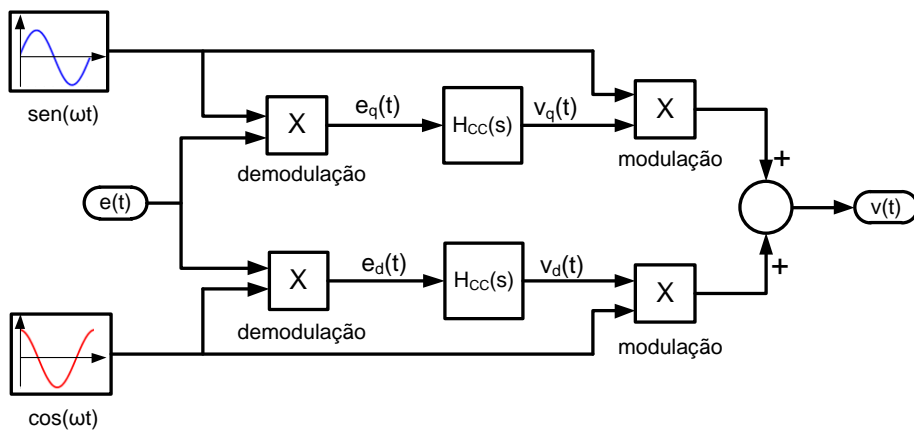
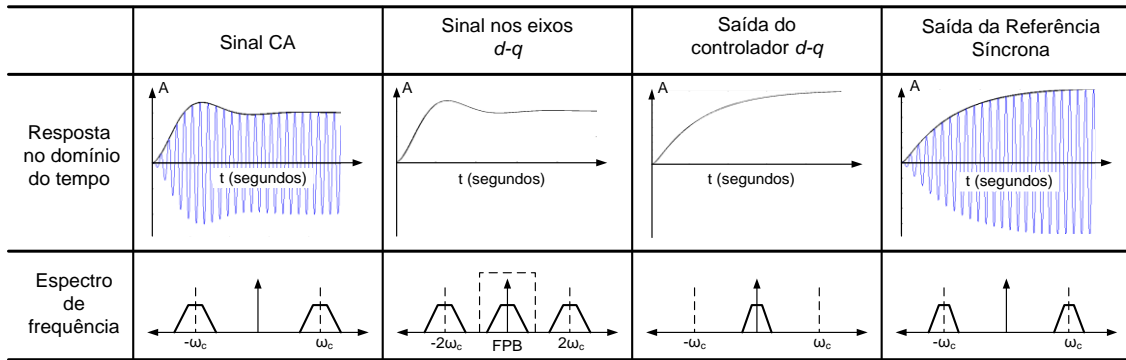


Figura 2.17 – Controlador a partir da referência síncrona modificada.

A Figura 2.18, por sua vez, apresenta os sinais no domínio do tempo e o respectivo espectro de frequência em cada estágio do algoritmo.



**Figura 2.18 – Demodulação e modulação dos sinais na referência síncrona.**

A partir da ideia 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  $abc$  [38]. Este controlador apresenta as mesmas características do sistema da Figura 2.17, mas consiste de um sistema mais simples 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 [37] [43]. A expressão exata necessária para a transformação de um regulador CC para um regulador ac é dada pela equação (21). O seu desenvolvimento completo encontra-se em [38].

$$H_{CA}(s) = \frac{H_{CC}(s + j\omega_0) + H_{CC}(s - j\omega_0)}{2} \quad (21)$$

Se  $H_{CC}(s)$  é uma função de transferência do tipo passa-baixa, esta operação resulta em uma transformação de passa-baixa para passa-faixa ou um deslocamento para a frequência  $\omega_0$ .

Assim, um controlador na referência  $abc$  que utiliza a função  $H_{CA}(s)$  terá uma resposta em frequência equivalente a um controlador na referência síncrona que utiliza a função  $H_{CC}(s)$ , já que essas funções se mostram matematicamente idênticas [38]. Portanto, a resposta transitória dos controladores será idêntica, independentemente da implementação, seja como um regulador CA na referência estacionária  $abc$  ou como um regulador CC 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 CC. Assim, um regulador CA equivalente, obtido a partir da substituição da função de transferência do PI, equação (22), na equação (21), tem a função de transferência em malha aberta dada pela equação (23).

$$H_{CC}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (22)$$

Substituindo (22) em (21).

$$H_{CA}(s) = \frac{H_{CC}(s + j\omega_0) + H_{CC}(s - j\omega_0)}{2}$$

$$H_{CA}(s) = \frac{1}{2} \left[ K_p + \frac{K_i}{s + j\omega_0} + K_p + \frac{K_i}{s - j\omega_0} \right]$$

$$H_{CA}(s) = K_p + \frac{1}{2} \left[ \frac{K_i}{s + j\omega_0} + \frac{K_i}{s - j\omega_0} \right]$$

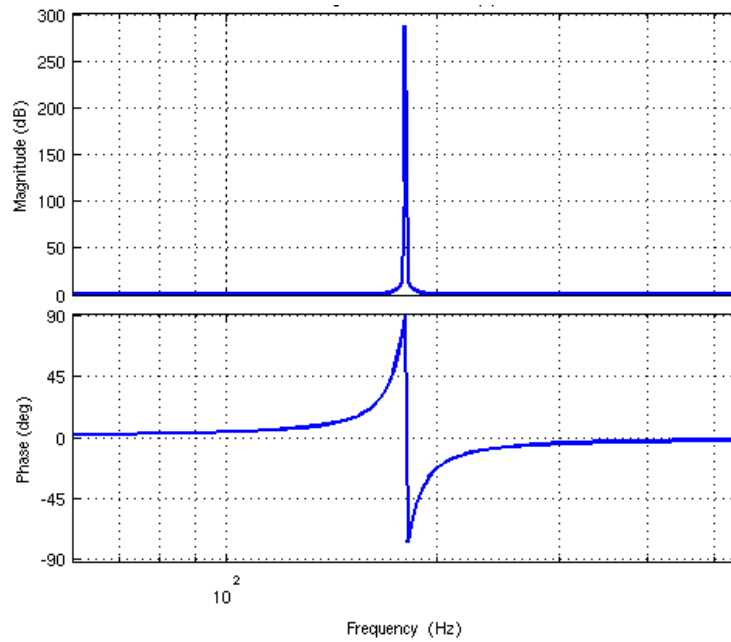
$$H_{CA}(s) = K_p + \frac{K_i}{2} \left[ \frac{(s - j\omega_0) + (s + j\omega_0)}{(s + j\omega_0)(s - j\omega_0)} \right]$$

$$H_{CA}(s) = K_p + \frac{K_i}{2} \left[ \frac{2s}{s^2 + \omega_0^2} \right]$$

Temos por fim:

$$H_{CA}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (23)$$

A equação (23) define a expressão do controlador Proporcional Ressonante que tem uma resposta em frequência típica como a apresentada na Figura 2.19. Observe o alto ganho na frequência de ressonância do regulador.



**Figura 2.19 – Resposta em Frequência do Controlador Proporcional Ressonante.**

A aplicação do controlador diretamente na referência  $abc$  apresenta a vantagem de exigir menos processamento do que a implementação na referência síncrona e não exige um algoritmo de PLL para geração do sinal de sincronismo, utilizando apenas o valor da frequência do sistema em sua função de transferência, equação (23). Para redes com pequena variação na frequência esta frequência pode ser fixada no momento da definição dos coeficientes do controlador, já para sistemas com maiores desvios na frequência a mesma pode ser medida e a partir dela podem ser calculados os novos coeficientes do controlador em tempo real [44].

## 2.4 Implementação do Filtro Ativo Híbrido

Um protótipo de filtro ativo híbrido foi construído no laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle Industrial (GEPCI) para a realização de testes e estudos acerca de compensação harmônica e de potência reativa em diversas condições de cargas e sistemas. Nas seções seguintes são explicados os algoritmos implementados para o controle na compensação harmônica e de potência reativa no protótipo.



### 2.4.1 Controlador Proporcional Ressonante para Compensação Harmônica

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 [37] [45] [46] e, posteriormente, para o controle de tensão em filtros ativos híbridos [47] [48].

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. Desta forma, o controlador P+R para o filtro ativo híbrido será composto por uma soma de termos ressonantes conforme equação (24).

$$H_{AC}(s) = K_p + \sum \frac{K_{rh}s}{s^2 + (h \cdot \omega_0)^2} \quad (24)$$

Onde  $h$  é a ordem do harmônico compensado,  $\omega_0$  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 2.20 apresenta o regulador P+R da equação (24), composto por dez termos ressonantes, para a compensação dos dez primeiros harmônicos de maior amplitude do espectro, ou seja,  $h = \{3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21\}$ .

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. Pois, 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. Ao mesmo tempo, a realimentação da corrente da fonte garante eliminação de ressonâncias bloqueando a tensão distorcida da fonte sem a necessidade de blocos extras de controle para limitar a corrente do filtro e prevenir ressonância com a fonte [20][49].

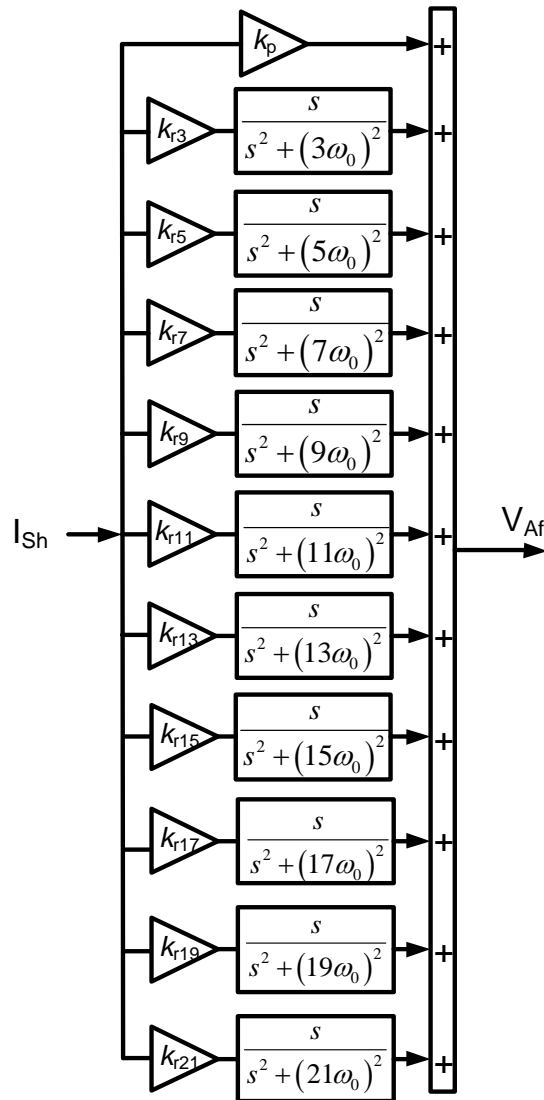


Figura 2.20 - Controlador Proporcional Ressonante para dez harmônicos.

### 2.4.2 Projeto dos Ganhos dos Controladores

Há vários procedimentos para sintonia de controladores ressonantes que envolvem resposta em frequência, diagramas de Nyquist, métodos empíricos, entre outros [33], [48]-[50]. Aqui a sintonia foi feita por meio de diagramas de Bode, onde o ganho proporcional  $k_p$  define a frequência de cruzamento de ganho  $f_c$ . Como  $f_c$  define a largura de banda do sistema,  $k_p$  deve ser escolhido suficientemente elevado para que todas as frequências harmônicas compensadas sejam mais baixas do que  $f_c$ . A Figura 2.21 mostra o diagrama de Bode do filtro híbrido em malha aberta com o controlador Proporcional Ressonante com ganhos  $k_p = 1, 5$  e  $10$  onde  $f_c$  é igual a  $1,4$  kHz.

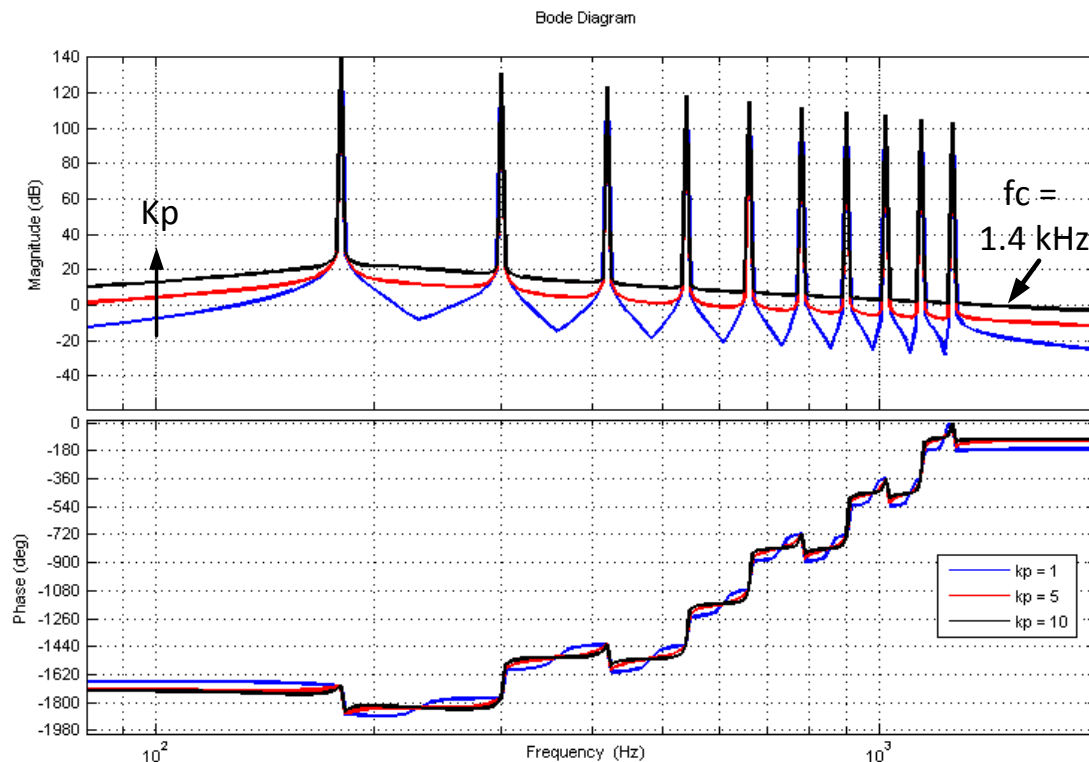


Figura 2.21 – Diagrama de bode do sistema em malha aberta.

O outro parâmetro a ser determinado, o ganho do termo ressonante  $k_r$  deve ser escolhido para garantir erro nulo em regime, além do mais, o aumento de  $k_r$  causa aumento do ganho do controlador nas frequências em torno da frequência de sintonia, melhorando seu desempenho perante variações de frequência [44]. A Figura 2.22 mostra a resposta em frequência do controlador ressonante para o terceiro harmônico com ganho  $k_r = 2, 200$  e  $2000$ , onde é possível observar um aumento do ganho nas frequências vizinhas. Neste caso o controlador apresenta um ganho de 40 dB para desvios de  $\pm 4$  Hz (o que significaria uma variação de 1,3 Hz na fundamental). Assim, para pequenas variações na frequência da rede (até  $\pm 0.5$  Hz) a utilização de termos ressonantes ideais com ajuste de ganho adequado apresentou resultados satisfatórios para a compensação harmônica. Para garantir robustez frente a maiores desvios de frequência é recomendado o uso de termos ressonantes amortecidos [33] ou adaptativos em frequência [44].

Os ganhos utilizados na implementação do filtro híbrido foram  $k_p = 10$  e  $k_r = 2000$  para todos os harmônicos.

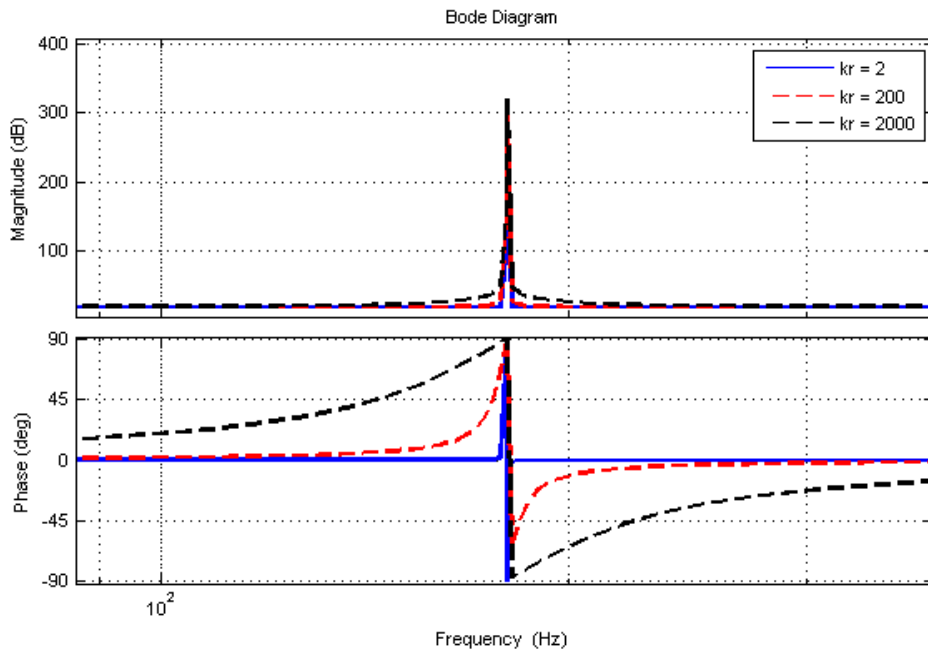


Figura 2.22 – Diagrama de bode do controlador ressonante para vários ganhos.

### 2.4.3 Extração Harmônica

Na implementação do controlador, para garantir 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 na Figura 2.19, 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  $I_{S1}$ , componente essa que não deve ser afetada pelo compensador harmônico. Essa influência é causada pela imposição de tensão de 60 Hz pelo filtro ativo acarretando um consumo excessivo de potência ativa e afetando a regulação da tensão do elo CC do filtro ativo.

A principal técnica para extração das componentes harmônicas é a utilização de um filtro passa-altas na Referência Síncrona. 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 2.16, da referência síncrona para a referência estacionária foi proposto em [52].

Este algoritmo, denominado StatRF [52], pode ser implementado para sistemas trifásicos na referência estacionária  $\alpha\beta$  pela matriz (25).

$$H_{\alpha\beta}(s) = \left[ \begin{array}{c} \frac{s^2 + \omega_c s + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \\ \frac{\omega_0 \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \end{array} \right] \begin{array}{c} \frac{-\omega_0 \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \\ \frac{s^2 + \omega_c s + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_0^2} \end{array} \quad (25)$$

Para sistemas monofásicos, a transformação resulta em um simples filtro sintonizado, ou filtro notch, conforme equação (26).

$$H_a(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (26)$$

Onde  $\omega_0$  é a frequência de sintonia do filtro e  $\omega_c$  é a frequência que define a largura de banda do filtro (BW). A Figura 2.23 apresenta a resposta em frequência do filtro, indicando  $\omega_0$  e  $\omega_c$ .

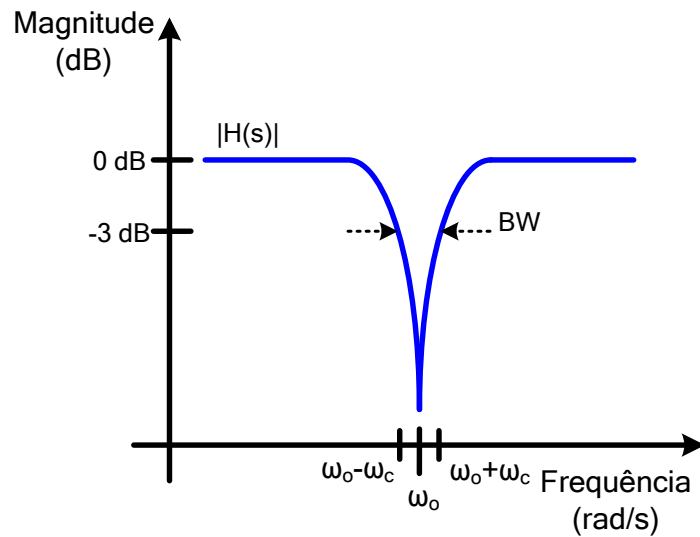


Figura 2.23 - Resposta em frequência do filtro notch.

Para o controle do filtro ativo híbrido  $\omega_0$  é a própria frequência da rede, 60 Hz, de modo que a componente fundamental da corrente da fonte  $|s|$  seja atenuada, restando somente os harmônicos ( $I_{sh}$ ) que serão compensados pelo regulador Proporcional Ressonante.

A escolha do parâmetro  $\omega_c$  deve ser feita de forma adequada, principalmente para sistemas com variação de frequência na rede. A escolha de  $\omega_c$  pequeno reduz a largura de banda do filtro e permite maior atenuação na frequência  $\omega_0$ , 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  $\omega_c$  maior, teremos uma maior robustez contra desvio de frequência fundamental, entretanto a atenuação em  $\omega_0$  será menor e haverá maior influência nas frequências vizinhas.

Na implementação realizada neste trabalho o parâmetro  $\omega_c$  foi selecionado como 31.4 [rad/s] (5 Hz), o que ainda garante atenuação de 25 dB para variações de  $\pm 0.5$  Hz na frequência do sistema.

#### 2.4.4 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 CC.

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. Isso aumenta 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 [53]. 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 [54]. Uma maneira simples para a implementação de um sistema *anti-windup* no controlador Proporcional Ressonante é dada pelo diagrama de blocos da Figura 2.24 [54].

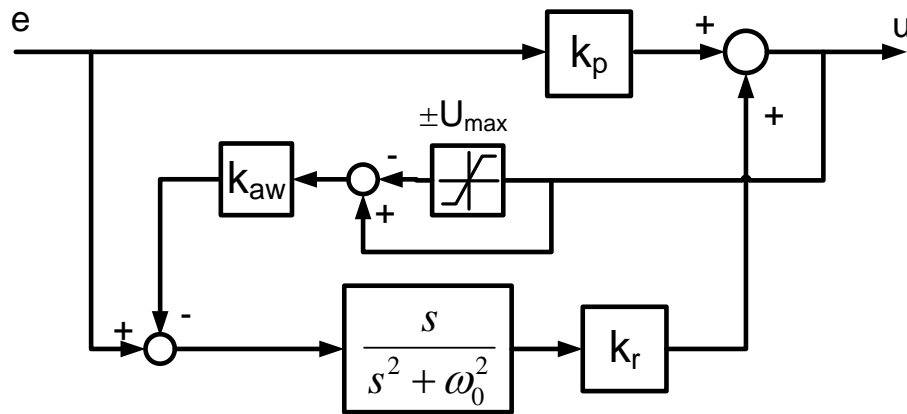


Figura 2.24 - Diagrama de blocos do compensador *anti-windup*.

O sistema *anti-windup* compara a saída do controlador Proporcional Ressonante com os limites máximo e mínimo 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. Foi utilizado um ganho  $k_{aw} = 15$  na implementação do algoritmo, obtido experimentalmente.

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.

### 2.4.5 Controle da Tensão do Elo CC

Para o perfeito funcionamento do filtro híbrido, é necessária a regulação da tensão no capacitor do elo CC 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 CC é fixada em um determinado valor de referência. Assim deve-se implementar uma outra malha de controle para o elo CC, que tem a função de garantir

que sua tensão permaneça regulada no valor de referência, independentemente da condição de operação do filtro ativo [55].

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 elo CC é feita a partir da própria ponte H do conversor, Figura 2.25. 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 [56].

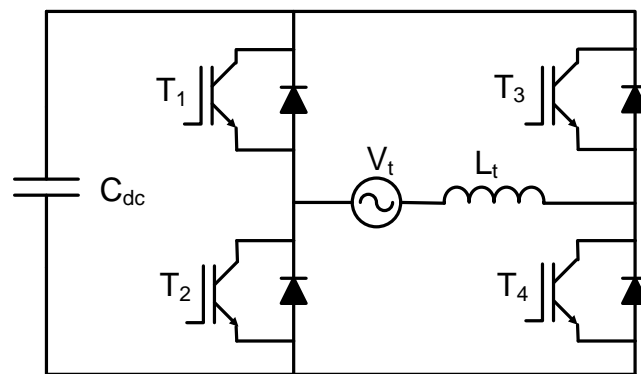


Figura 2.25 - Circuito do conversor VSI como retificador ativo

Nesta operação, a ponte opera como uma espécie de chopper elevador, que será brevemente descrito em duas etapas [56]. Um ponto de atenção é que, nesse tipo de retificador, a tensão em  $C_{CC}$  será sempre maior que  $V_t$ , para que os semicondutores estejam em condição de operar conforme descrito a seguir.

Considerando-se o semiciclo positivo da tensão  $V_t$ , para  $T_2$  e  $T_3$  fechadas como na Figura 2.26, a corrente circula pela indutância do transformador de acoplamento  $L_t$ , que armazena energia em forma de campo magnético. Neste caso o capacitor está descarregando energia.



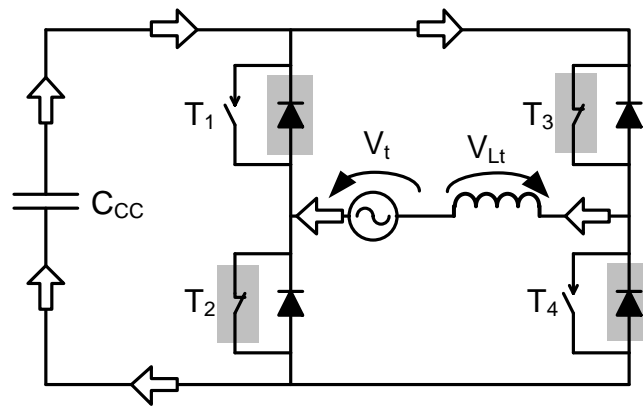


Figura 2.26 - Armazenamento de energia na indutância  $L_t$  com T2 e T3 fechadas.

Se for utilizada a modulação PWM unipolar, no próximo estado de chaveamento a chave  $T_3$  é aberta, enquanto  $T_2$  permanece fechada, e a chave  $T_4$  também é fechada, conforme circuito da Figura 2.27. Neste momento, não há corrente no capacitor, de logo ele não se carrega ou descarrega, no entanto, a corrente circula pelo diodo de roda livre de  $T_4$  e acumula energia na indutância  $L_t$ .

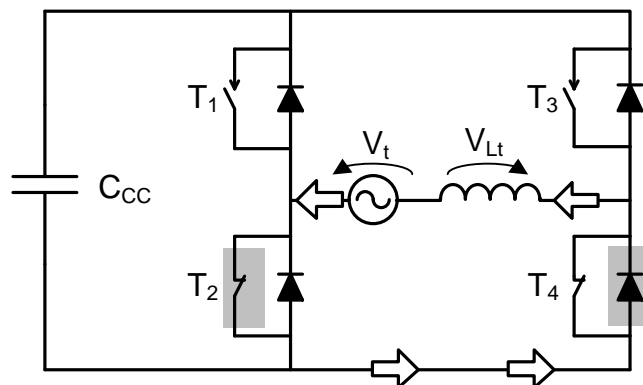


Figura 2.27 - Armazenamento de energia na indutância  $L_t$  com T2 e T4 fechadas.

Com a abertura das chaves  $T_2$ , a força contra eletromotriz de  $L_t$  faz com que a corrente continue a fluir no mesmo sentido da Figura 2.26 pelos diodos de roda livre de  $T_1$  e  $T_4$ , entretanto, como os diodos de  $T_2$  e  $T_3$  encontram-se em condição de bloqueio, a corrente passa a fluir para o capacitor  $C_{CC}$ , carregando o mesmo. Este processo é demonstrado na Figura 2.28. 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  $V_t$ .

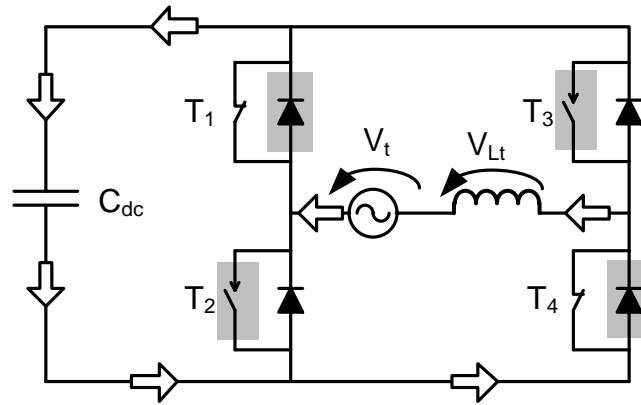


Figura 2.28 - Transferência da energia da indutância  $L_t$  para o capacitor  $C_{cc}$  com T2 e T3 abertas.

O mecanismo é análogo para o semiciclo negativo. 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 para o capacitor  $C_{cc}$  elevando ou reduzindo sua tensão. Deste modo é possível ter controle sobre a tensão do capacitor.

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 sincronizada 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  $90^\circ$  adiantada de sua tensão, e pode servir como sinal de referência para a carga do elo CC [55].

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  $I_{F1}$  é extraída a partir de um filtro sintonizado em 60 Hz, como o da equação (26), aplicado conforme esquema da Figura 2.29. Essa estrutura não introduz erro significativo de fase na componente fundamental  $I_{F1}$ , garantindo um sinal com a fase apropriada para a carga do elo CC.

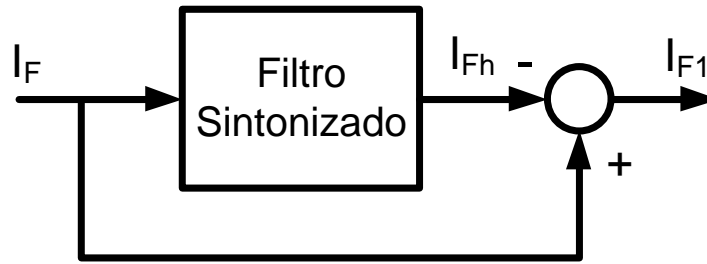


Figura 2.29 - Obtenção da corrente fundamental do filtro.

A amplitude da tensão aplicada é calculada por um regulador PI a partir do erro entre a tensão real no elo CC ( $V_{CC}$ ) e sua referência ( $V_{CC}^*$ ). A saída do regulador é multiplicada por  $I_{F1}$ , gerando uma tensão senoidal em fase com a corrente do filtro e com a amplitude necessária para carregar o elo CC no respectivo valor de referência. A malha de controle completa é apresentada na Figura 2.30. Note que, para eliminar a componente de frequência  $2\omega_0$  existente em  $V_{CC}$  (característica dos VSC monofásicos), é utilizado um filtro passa baixas na realimentação de  $V_{CC}$ .

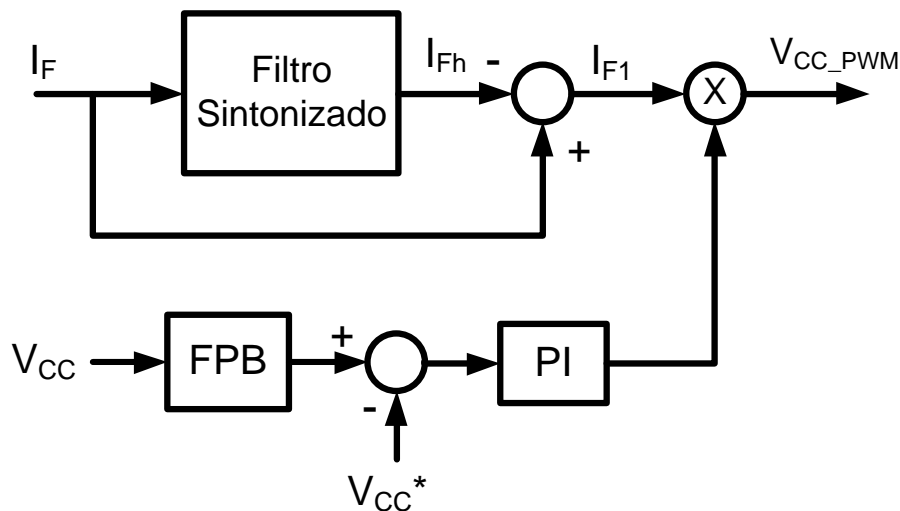


Figura 2.30 - Malha de Controle para Regulação do elo CC.

#### 2.4.6 Discretização do Controlador

Até o momento foram apresentados os conceitos e funções de transferência do controlador Proporcional Ressonante na forma contínua, 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 1 [57].

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 2.

**Tabela 1 – Métodos de discretização**

<b>Método</b>	<b>Relação</b>
<b>Forward Euler</b>	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s z^{-1}}$
<b>Backward Euler</b>	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$
<b>Tustin</b>	$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
<b>ZOH</b>	$H(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{H(s)}{s}\right]\right\}$
<b>Pólos e Zeros Casados</b>	$z = e^{T_s s}$
<b>Invariância ao Impulso</b>	$H(z) = Z\{\mathcal{L}^{-1}[H(s)]\}$

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 Invariância ao Impulso e ZOH [57][58]. 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 que 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.

Outra maneira de discretizar o termo ressonante do controlador é expandi-lo em duas integrais, conforme representado na Figura 2.31 [58]. 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 [58].

Tabela 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	$H(z) = k' \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}}$
Invariância ao Impulso	$H(z) = T_s \cdot \frac{1 - z^{-1} \cos(\omega_0 T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2}}$

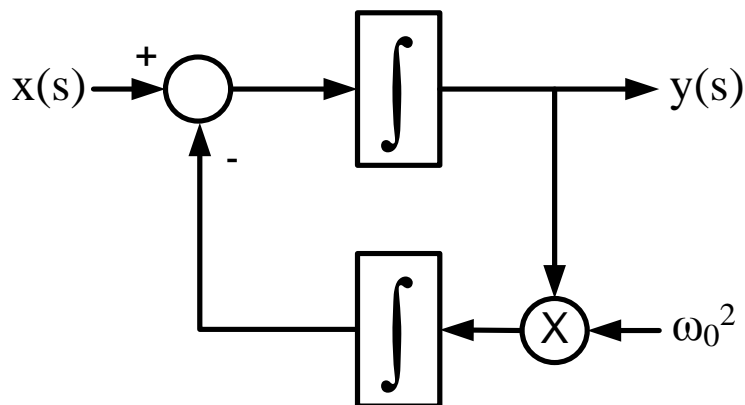


Figura 2.31 - Diagrama de blocos do termo ressonante.

Apesar desta vantagem esta metodologia apresenta problemas quanto à discretização dos integradores, já que a aplicação dos métodos de ZOH e Invariância ao Impulso a cada integrador separadamente não leva às mesmas equações da Tabela 2. Na realidade, discretizar um integrador pelo método ZOH resulta na mesma resposta que a substituição de *Forward Euler*, enquanto o método Invariância ao Impulso 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 [58] ou *Forward Euler* para o integrador direto e *Backward Euler* para o integrador da realimentação [59].

Foi provado em [52] que controladores ressonantes amortecidos não apresentam ganho infinito para a frequência de ressonância, e, por isso, não garantem perfeito rastreamento. Os métodos de *Forward Euler* e *Backward Euler* levam a pólos

amortecidos [58] e devem ser evitados. Embora alguns métodos apresentem fator de amortecimento nulo e, conseqüentemente, altíssimo ganho 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 [58]. 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 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. 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 nos 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  $\mu$ 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 [52] 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 [52]. 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.

### 2.4.7 Controle da Potência Reativa

Para realizar o controle da potência reativa na frequência fundamental, é necessário obter as componentes de frequência fundamental da tensão da rede ( $V_{S1}$ ) e corrente da rede ( $I_{S1}$ ). Isto é feito utilizando a mesma técnica usada para extrair os harmônicos da corrente da fonte, ou seja, o filtro sintonizado da equação (26). Após a obtenção das duas componentes fundamentais, a diferença de fase entre elas é calculada por um algoritmo de detecção de fase. Uma vez que  $V_{S1}$  e  $I_{S1}$  são sinais senoidais puros e livres de ruído, é possível calcular a diferença de fase a partir dos *zero-crossings* dos dois sinais. O erro de fase  $\Phi$  entre tensão e corrente alimenta um controlador PI que calcula a amplitude da tensão  $V_{af1}$  que será aplicada em série com o banco de capacitores. O sinal de controle é multiplicado por  $V_{S1\_pu}$ , que é o sinal normalizado de  $V_{S1}$ , e então enviado ao modulador PWM. Note que, como a queda de tensão fundamental sobre a indutância do transformador é muito pequena,  $V_{C1}$  (componente fundamental da tensão do capacitor) mantém-se praticamente em fase com  $V_{S1}$ . O diagrama de blocos com o esquema de controle da potência reativa do banco a partir do fator de deslocamento na fonte está apresentado na Figura 2.32.

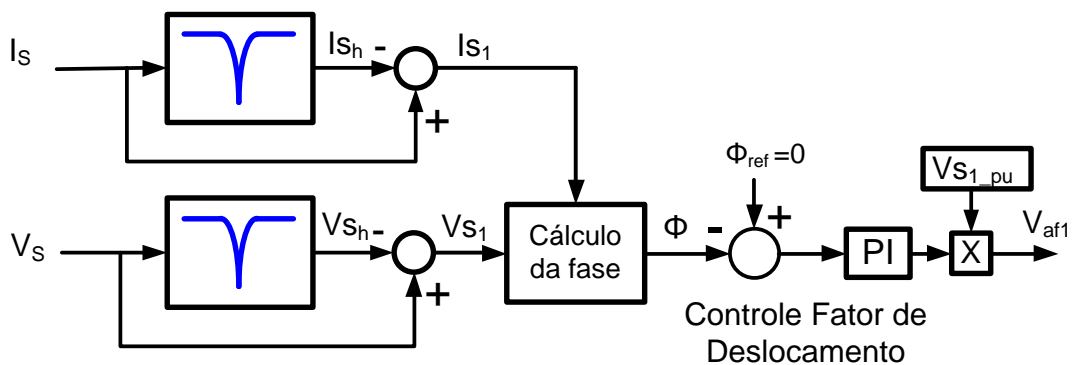


Figura 2.32 - Diagrama de blocos do sistema de controle de potência reativa.

Considerando que  $V_{S1}$  é constante, de acordo com (27), duas situações podem ocorrer. Primeiro, mantendo  $V_{af1}$  em fase com  $V_{C1}$ , a tensão sobre o capacitor é reduzida

e, conseqüentemente, a potência reativa entregue pelo banco também é reduzida. Por outro lado, se  $V_{af1}$  estiver em fase oposta à do capacitor, a tensão no banco aumenta juntamente com a potência reativa entregue.

$$V_{C1} = V_{S1} - V_{af1} \quad (27)$$

A Figura 2.33 apresenta o diagrama em blocos do sistema do filtro ativo híbrido, contendo o circuito de potência e os esquemas de controle do elo CC, controle da compensação harmônica e controle da potência reativa. Note que o sistema é essencialmente monofásico e que o trifásico consiste no arranjo de três sistemas monofásicos. Esta escolha foi feita para permitir modularidade e flexibilidade de aplicação para o equipamento. Além do mais, a topologia em estrela apresenta a vantagem adicional de impor uma tensão  $\sqrt{3}$  vezes menor sobre os capacitores do filtro híbrido.

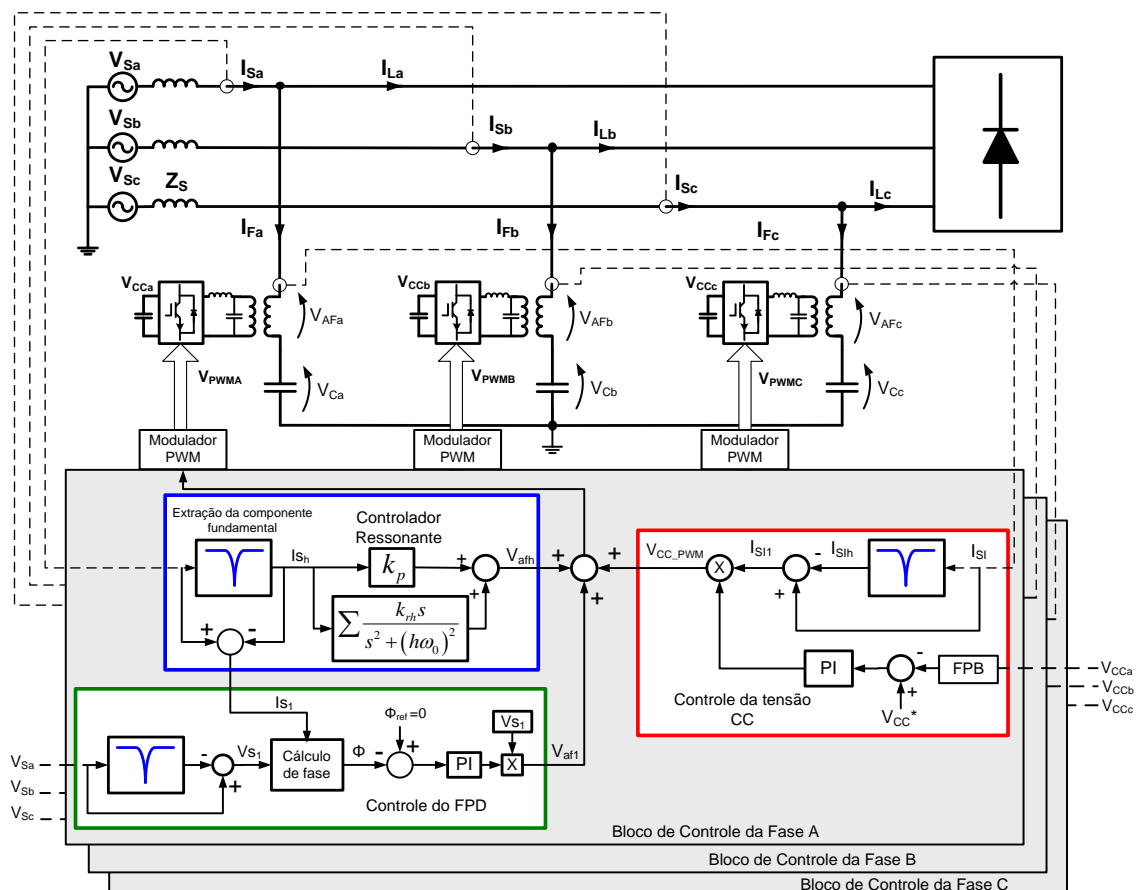


Figura 2.33 - Diagrama em blocos completo do filtro ativo híbrido.



### 2.4.8 Protótipo Filtro Ativo Híbrido Ressonante

O protótipo monofásico do filtro ativo híbrido construído no laboratório do GEPCI é mostrado na Figura 2.34. O equipamento é composto por um inversor de frequência, uma unidade de controle, sensores para leitura dos sinais, drivers para acionamento do inversor, um transformador de acoplamento e um banco de capacitores. A especificação dos principais componentes é apresentada na Tabela 3.

Tabela 3 – Especificação do Filtro Ativo Híbrido

<b>Especificações Nominais</b>	
<b>Tensão nominal CA</b>	127 V ou 220 V - 60 Hz
<b>Corrente nominal CA</b>	60 A
<b>Transformador de Acoplamento</b>	
<b>Potência nominal</b>	7,5 kVA
<b>Relação de transformação</b>	3,46:1 (440 V/127 V)
<b>Banco de Capacitores CA</b>	
<b>Capacitor CA</b>	Filme de polipropileno metalizado
<b>Banco equivalente CA</b>	137 $\mu$ F (2 unidades de 68,5 $\mu$ F)
<b>Tensão nominal</b>	440 V <sub>AC RMS</sub>
<b>Conversor</b>	
<b>Topologia</b>	Ponte H monofásica
<b>Dispositivo de chaveamento</b>	IGBT SKM200GB128D (200A/1200V)
<b>Driver</b>	SEMIKRON SKHI 22A
<b>Frequência de chaveamento</b>	40080 Hz
<b>Capacitor CC</b>	SEMIKRON B43875A5478 (4700 $\mu$ F/450 V)
<b>Banco equivalente CC</b>	6 Unidades. Total: 7050 $\mu$ F/900 V
<b>Tensão de operação do elo CC</b>	440 V
<b>Filtro LC</b>	
<b>Indutor</b>	Núcleo de ferrite (500 $\mu$ H/20A)
<b>Capacitor</b>	1 $\mu$ F/660 V <sub>CA RMS</sub>
<b>Sensores</b>	
<b>Tensão</b>	Efeito Hall LEM LV-25P
<b>Corrente</b>	Efeito Hall LEM LA-125P
<b>Unidade de Controle</b>	
<b>Modelo</b>	DSP TMS320F2812
<b>Frequência de amostragem</b>	40080 Hz



Figura 2.34 - Visão geral do protótipo do filtro ativo híbrido ressonante.

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. A capacitância do banco do filtro híbrido define seus limites de operação tanto para a compensação de potência reativa quando para compensação harmônica e pode ser alterada de acordo com a carga a ser compensada. Um filtro LC é utilizado na saída do conversor (lado de alta do transformador) para filtragem do ruído de chaveamento.

A Figura 2.35 mostra a vista traseira do equipamento, onde fica o circuito de potência. A Figura 2.36 mostra a parte do equipamento onde ficam os sensores de corrente e de tensão, os contadores para efetuar a entrada e saída do filtro da rede, os fusíveis, bornes de conexão com a rede e as fontes que alimentam os circuitos eletrônicos.

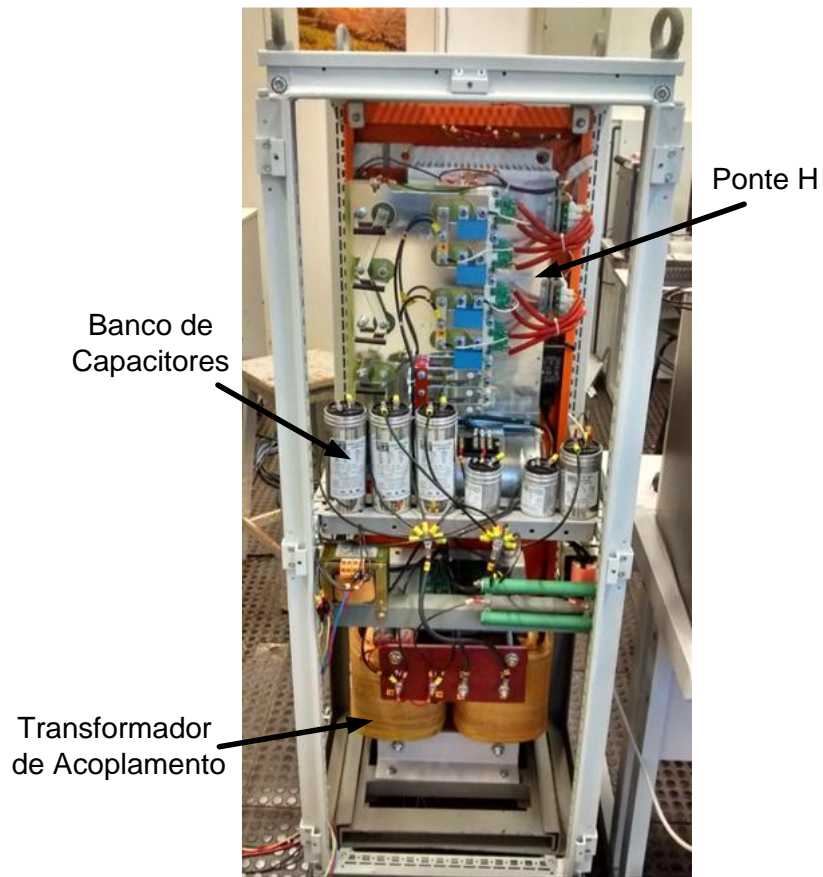


Figura 2.35 – Vista traseira do filtro, circuito de potência.

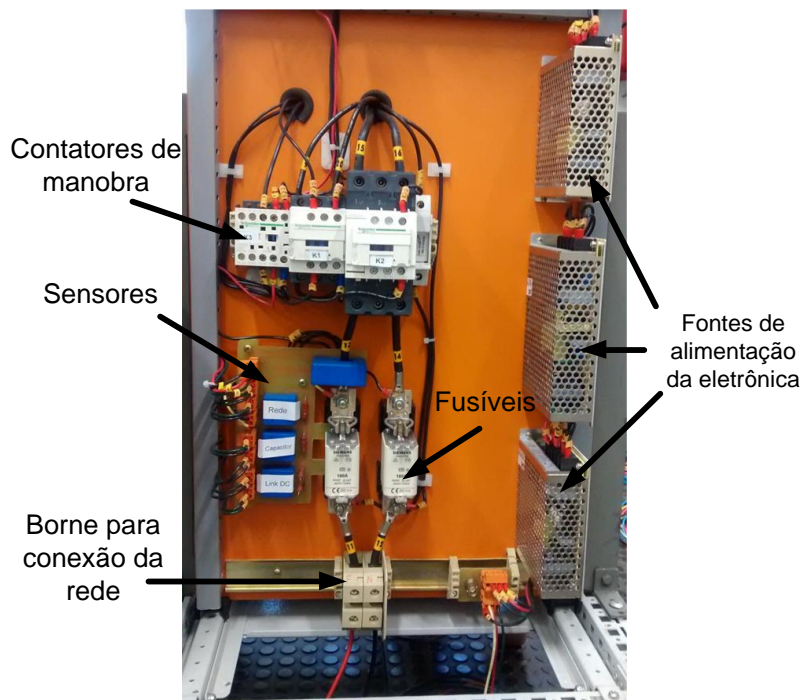


Figura 2.36 - Vista dianteira inferior do filtro.

A Figura 2.37 mostra os circuitos de aquisição e processamento de dados, composto por um circuito de condicionamento, um circuito de drivers e um DSP. A placa de condicionamento de sinais compatibiliza os sinais de leitura dos sensores para entrada no DSP, e a placa de driver compatibiliza os sinais de saída do DSP com os níveis de tensão do SKHI22A. Há também uma placa de comando que faz o acionamento dos contatores, luzes de sinalização e recebe os sinais do painel de comando frontal.

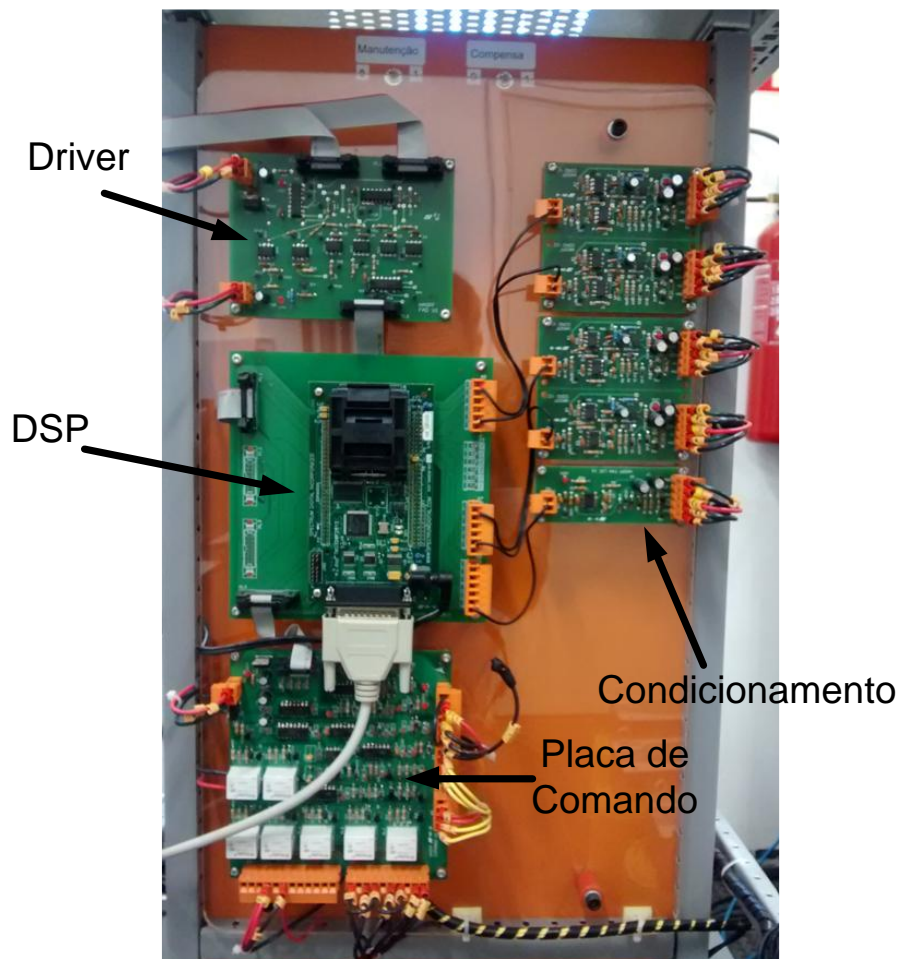
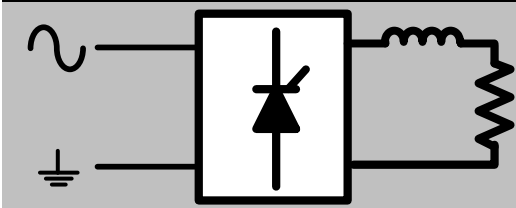
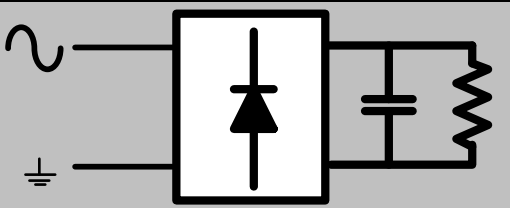


Figura 2.37 – Circuitos de aquisição e processamento de dados.

## 3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO FILTRO ATIVO HÍBRIDO

Para demonstrar o desempenho do filtro ativo híbrido alguns resultados experimentais foram obtidos utilizando o protótipo construído. As cargas utilizadas nos experimentos estão apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Cargas de teste

Carga 1	Carga 2
	
Carga não linear tipo fonte de corrente	Carga não linear tipo fonte de tensão
Retificador controlado monofásico com indutor de alisamento	Retificador monofásico a diodos com filtro capacitivo
$R = 4 \Omega$ , $L = 400 \text{ mH}$	$R = 40 \Omega$ , $C = 4500 \mu\text{F}$
127 V fase-neutro	127 V fase-neutro

### 3.1 Bloqueio harmônico

A parcela ativa do filtro híbrido tem a capacidade de bloquear as correntes harmônicas causadas por distorções na tensão da fonte. Neste caso ele atua como um filtro série para o banco de capacitores, impedindo que correntes harmônicas fluam para o ramo do filtro devido a uma fonte distorcida. Esta ação faz com que o filtro híbrido elimine ressonâncias série entre a impedância equivalente da fonte e a impedância do filtro. Para evidenciar esta característica foi conectada uma carga não linear tipo fonte de tensão, Carga 2 da Tabela 4, no mesmo ponto de acoplamento do filtro híbrido. Este tipo de carga causa grande distorção de tensão no ponto de acoplamento, como pode ser visto na Figura 3.1. A Figura 3.2 mostra o espectro harmônico da tensão da fonte neste ponto onde se pode observar um THD de 5,3% causado principalmente pela componente de quinto harmônico.

Primeiramente o filtro está apenas conectado efetuando a carga do elo CC, a corrente do filtro híbrido é a própria corrente do banco de capacitores. Esta corrente é distorcida devido à tensão poluída e não linearidades da retificação ativa utilizada para carregar o elo CC. O espectro harmônico da corrente pode ser visto na Figura 3.3.

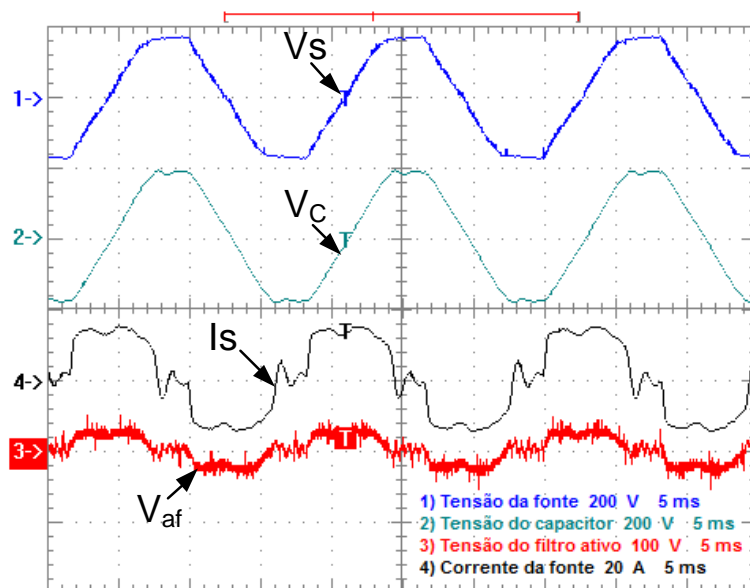


Figura 3.1 - Variáveis do sistema sem bloqueio harmônico do filtro híbrido.

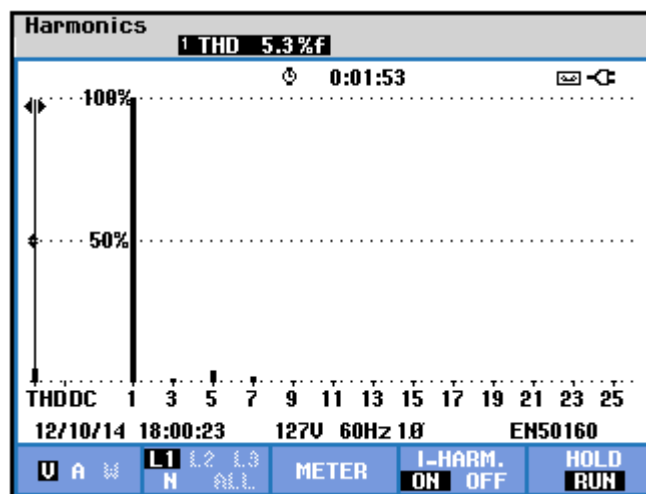


Figura 3.2 – Espectro harmônico da tensão da fonte.

Na Figura 3.4 o algoritmo de compensação harmônica é ativado e a corrente do filtro passa a ser senoidal, mesmo com a tensão distorcida. A Figura 3.5 mostra o espectro da corrente do filtro com bloqueio harmônico. Esta característica evita que o filtro se torne um sorvedouro de corrente harmônica caso haja tensão harmônica na fonte.

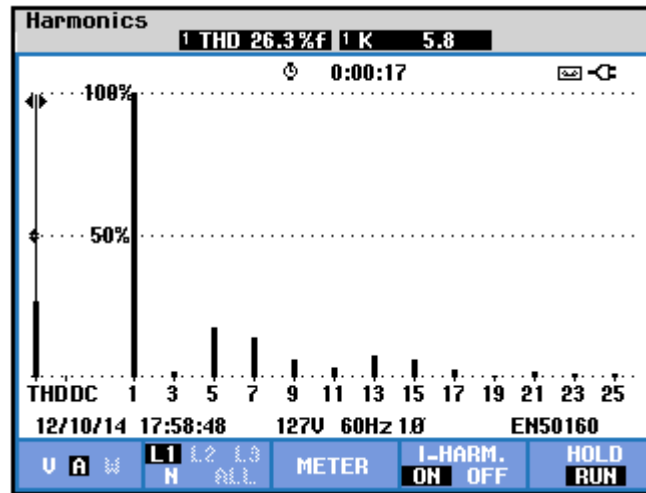


Figura 3.3 – Espectro harmônico da corrente do filtro híbrido sem bloqueio harmônico.

Note que neste caso a corrente harmônica da carga não linear não é compensada, a carga só está sendo utilizada para causar uma distorção harmônica de tensão no ponto de acoplamento do filtro. Sendo assim não há alteração na tensão terminal do filtro e o espectro da tensão permanece o mesmo que antes da compensação.

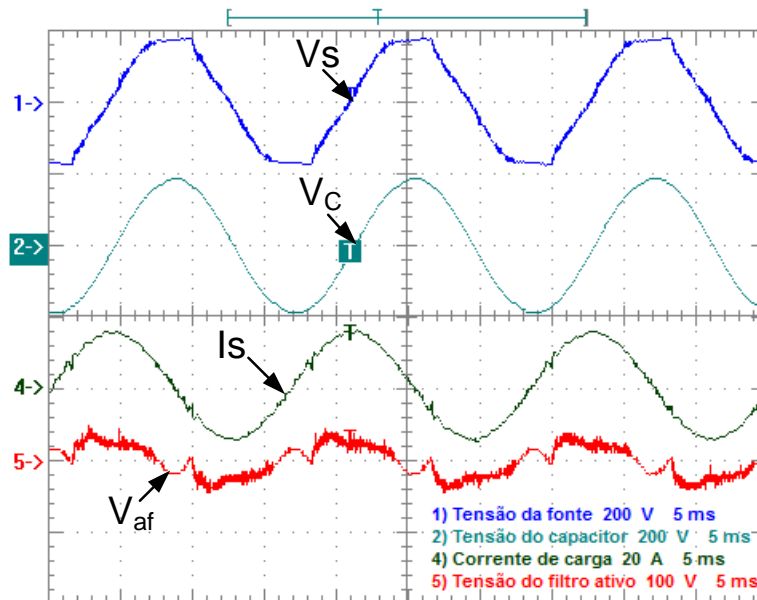


Figura 3.4 - Variáveis do sistema com bloqueio harmônico do filtro híbrido.

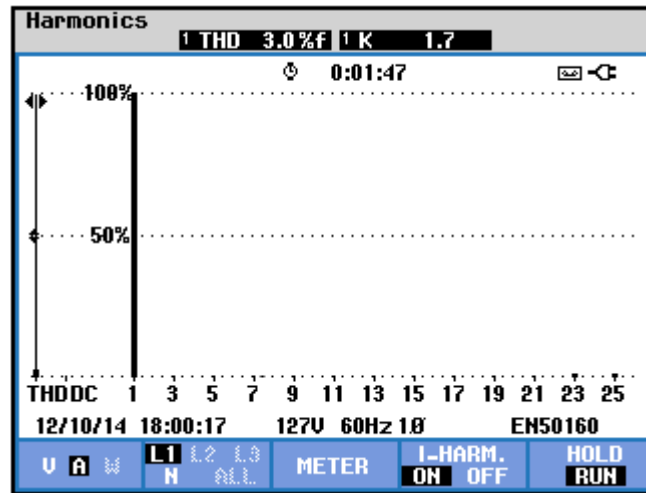


Figura 3.5 – Espectro harmônico da corrente do filtro híbrido com bloqueio harmônico.

### 3.2 Compensação de Fator de Potência

Um retificador tiristorizado, Carga 1 da Tabela 4, é utilizado para apresentar as características de compensação de potência reativa do filtro híbrido. O ângulo de disparo dos tiristores foi ajustado para aproximadamente  $60^\circ$ . Neste ponto a corrente de carga  $I_L$  não apresenta conteúdo harmônico, mas tem fator de potência de deslocamento diferente de um. A Figura 3.6 mostra as correntes do sistema, onde  $I_L$  está atrasada da tensão em aproximadamente 60 graus. O filtro híbrido fornece a potência reativa exigida pela carga, mantendo a corrente da fonte  $I_S$  em fase com a tensão  $V_S$ .

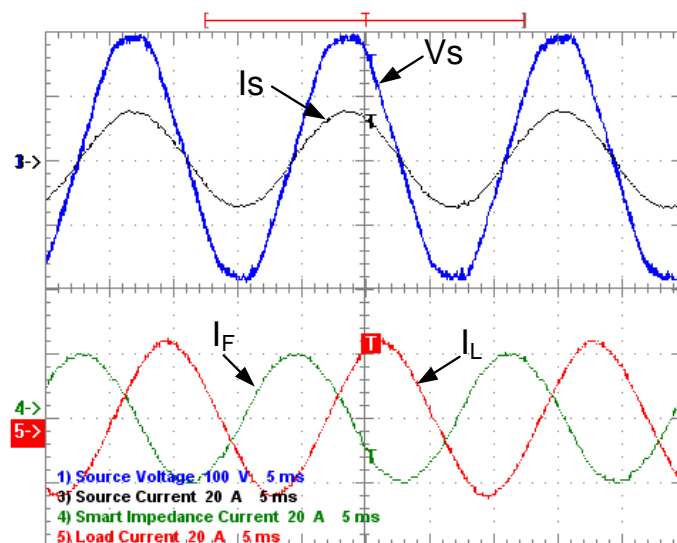


Figura 3.6 – Correntes do sistema durante compensação de fator de potência.



Neste caso, a potência reativa exigida pela carga (1,74 kvar) é maior que a potência nominal do banco de capacitores (1,2 kvar). Então o filtro ativo aplica uma tensão  $V_{af}$  em fase oposta à tensão do capacitor  $V_C$ , simulando uma reatância indutiva em série, conforme observado na Figura 3.7. Assim  $V_C$  atinge 185 V<sub>RMS</sub>, que é maior que o valor de  $V_S$  (128 V<sub>RMS</sub>), e é capaz de entregar mais potência reativa, caracterizando operação na região OverQ (15).

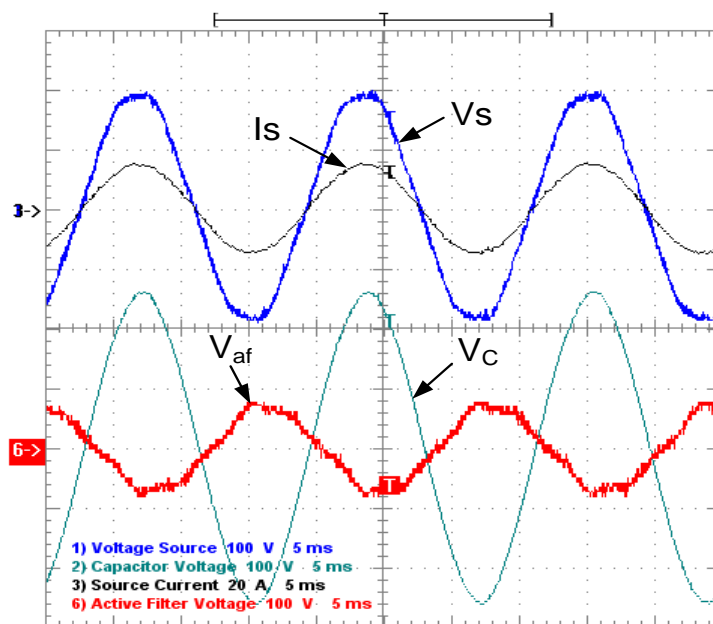


Figura 3.7 – Tensões do sistema durante compensação de fator de potência.

A Figura 3.8 mostra as potências da carga tiristorizada com  $\alpha = 60^\circ$ , apresentando um fator de potência de deslocamento de 0,52. A Figura 3.9 mostra as potências na fonte com compensação do fator de potência de deslocamento, que se torna unitário, note que o banco passa a entregar 1,66 kvar, restando apenas 0,08 kvar indutivo na fonte.

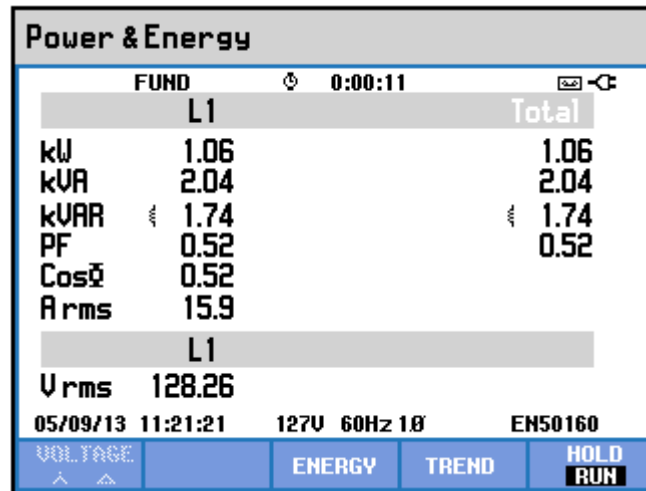


Figura 3.8 – Registro da potência da carga tiristorizada com  $\alpha = 60^\circ$ .

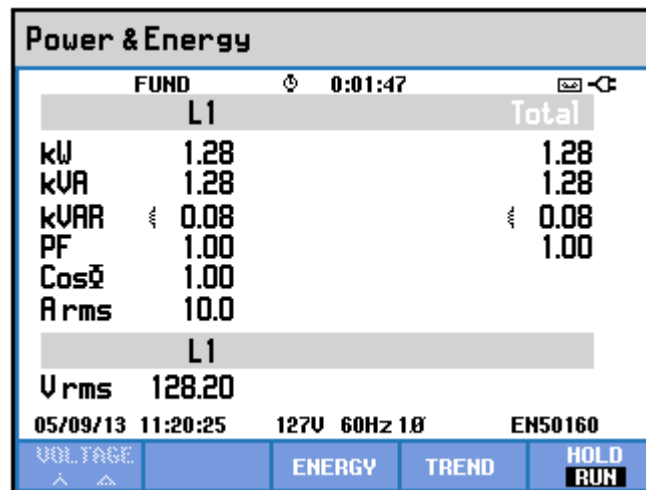


Figura 3.9 – Registro da potência na fonte durante compensação de fator de potência.

### 3.3 Compensação dos Harmônicos da Carga

Para demonstrar a capacidade de compensação harmônica do filtro híbrido, o ângulo de disparo dos tiristores do retificador foi ajustado para zero ( $\alpha = 0^\circ$ ). Neste caso não há consumo de potência reativa pela carga, mas a corrente é distorcida. A Figura 3.10 mostra os sinais de tensão e corrente durante a compensação harmônica da carga não linear monofásica. A corrente  $I_L$  apresenta a distorção típica de um retificador monofásico com filtro indutivo com THD de 32,8 %, como mostrado na Figura 3.11.

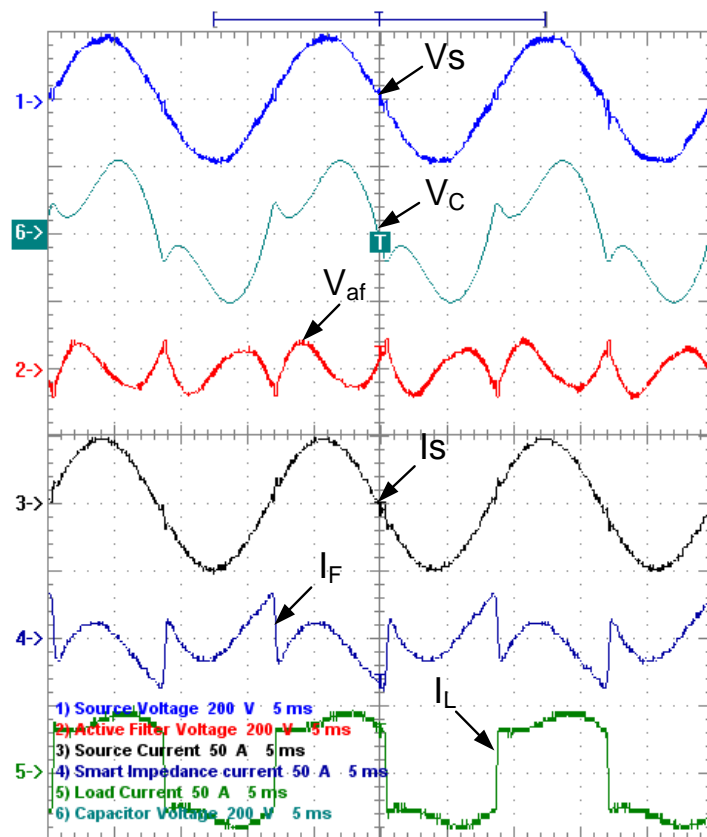


Figura 3.10 – Variáveis do sistema durante compensação harmônica da Carga 1.

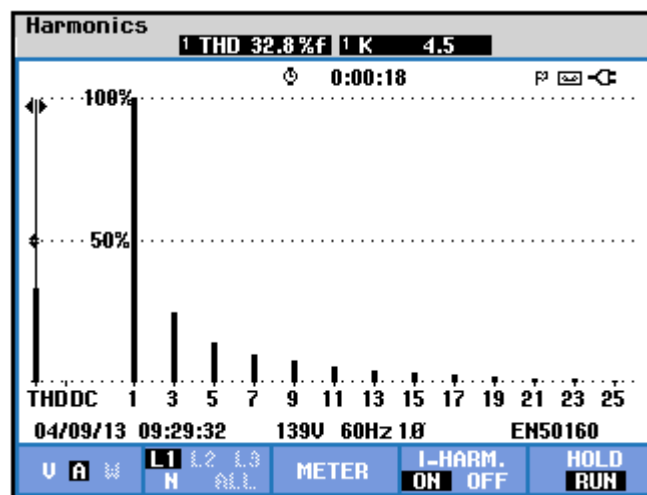


Figura 3.11 – Espectro harmônico da corrente da carga tipo fonte de corrente.

O filtro híbrido está configurado para compensar os harmônicos ímpares do 3º ao 21º. A Figura 3.12 mostra que o THD da corrente cai para 2,9 %, uma vez que essas componentes foram eliminadas da corrente da fonte.

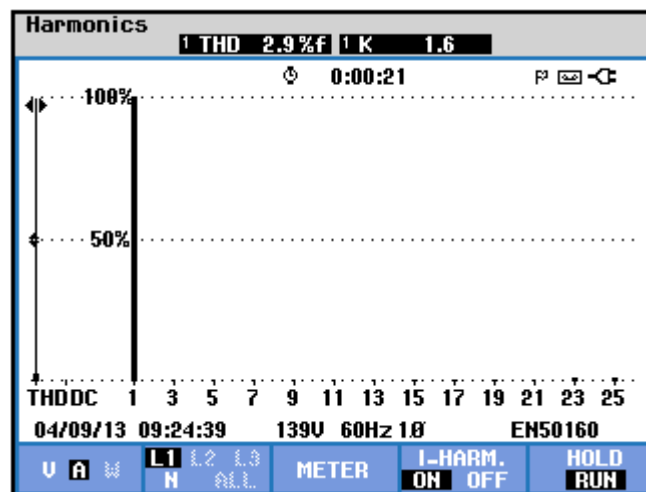


Figura 3.12 – Espectro harmônico da corrente da fonte após compensação harmônica com carga 1.

Para demonstrar a flexibilidade da topologia foram efetuados testes também com compensação harmônica de uma carga tipo fonte de tensão, Carga 2 da Tabela 4. A Figura 3.13 mostra as tensões e correntes do sistema com a carga e o filtro conectados, mas sem compensação ativa. Note que este tipo de carga causa grande distorção na tensão da fonte  $V_s$ .

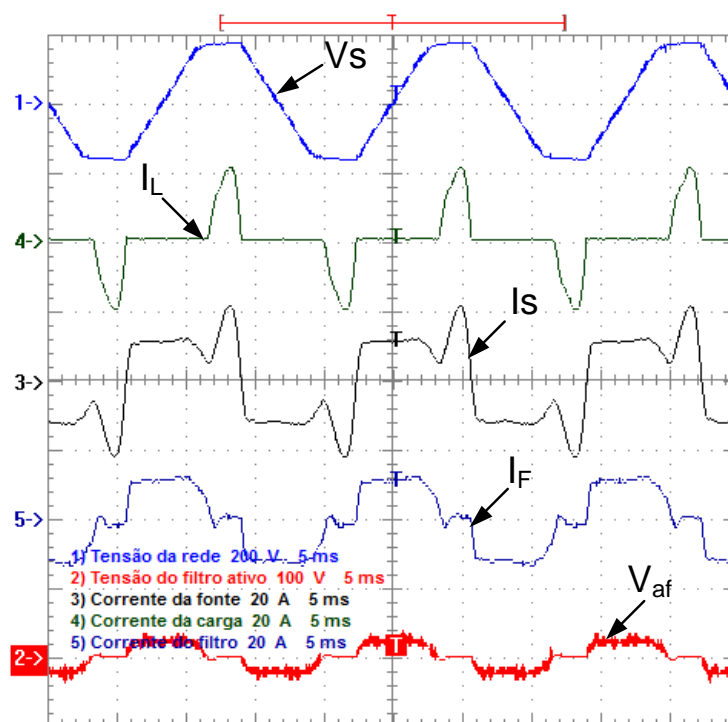


Figura 3.13 – Variáveis do sistema com a Carga 2 ligada sem compensação ativa.

Iniciando a compensação ativa a corrente da fonte passa a ser senoidal e, conseqüentemente, a distorção de tensão na fonte também é reduzida. A Figura 3.14 mostra as formas de onda do sistema durante compensação ativa da Carga 2.

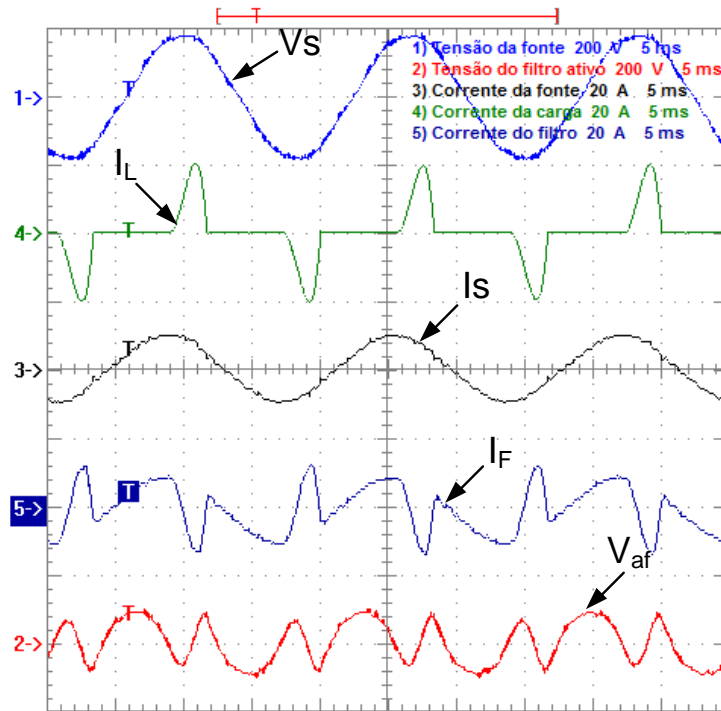


Figura 3.14 – Variáveis do sistema durante compensação harmônica da Carga 2.

A Figura 3.15 mostra o espectro harmônico da corrente de carga  $I_L$ , que apresenta THD de 104 %. O THD é reduzido para 4,2 % na fonte, como mostrado na Figura 3.16.

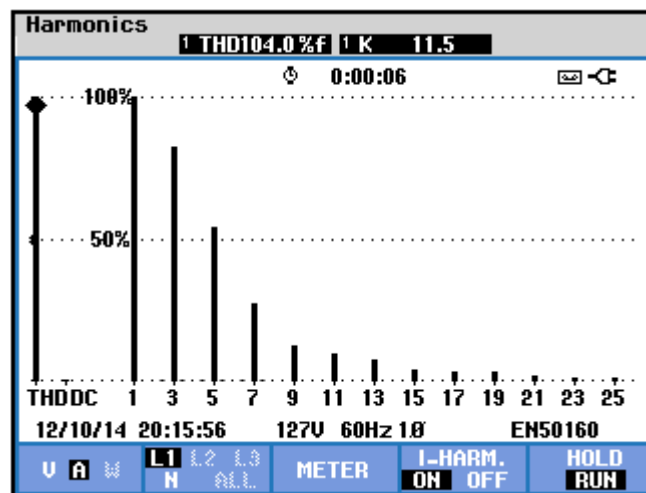


Figura 3.15 – Espectro harmônico da corrente da carga tipo fonte de tensão.

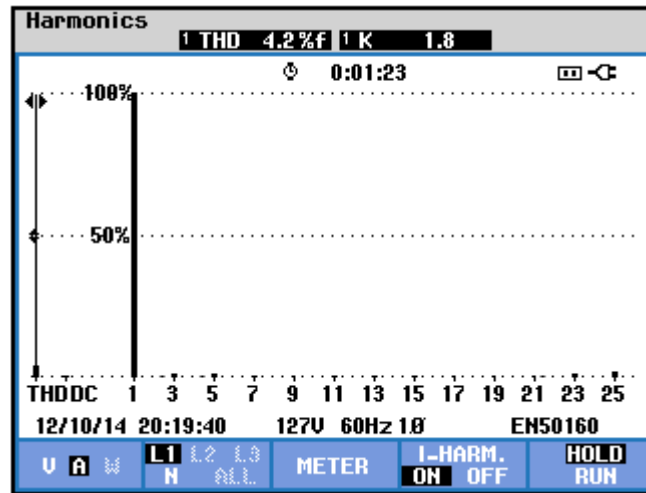


Figura 3.16 – Espectro harmônico da corrente da fonte após compensação harmônica com carga 2.

### 3.4 Compensação de Harmônicos e Potência Reativa

Mudando o ângulo de disparo para aproximadamente  $90^\circ$ , a carga passa a exigir potência reativa indutiva do sistema e apresenta também corrente distorcida. Os resultados seguintes mostram a compensação combinada de corrente harmônica e fator de potência de deslocamento. A Figura 3.17 mostra os sinais de tensão e corrente neste caso.

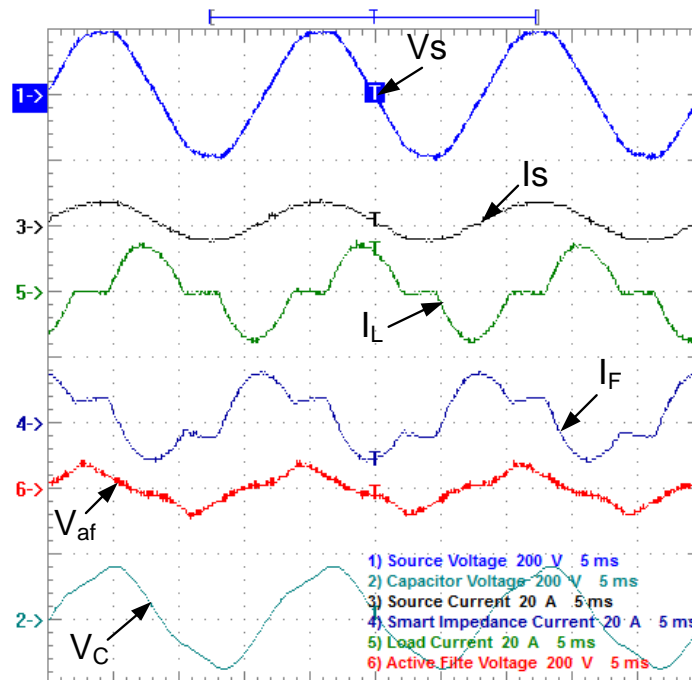


Figura 3.17 – Tensões e correntes do sistema durante compensação harmônica e de fator de potência.

O conteúdo harmônico de  $I_L$  flui para o ramo do filtro, como pode ser visto na forma de onda da corrente  $I_F$ . A potência reativa da carga, neste caso, é menor que a potência nominal do banco de capacitores. Então o filtro ativo impõe uma tensão  $V_{af}$  em fase com  $V_C$ , agindo como uma reatância capacitiva em série, reduzindo a capacitância equivalente do banco e reduzindo a potência reativa entregue. A amplitude de  $V_C$  cai para 105  $V_{RMS}$  enquanto  $I_S$  se mantém em fase com  $V_S$ . Esta ação caracteriza a operação na faixa SubQ (14).

### 3.5 Resposta Transitória

Esta seção apresenta a resposta transitória do sistema compensando harmônicos e fator de potência de deslocamento. A Figura 3.18 apresenta a resposta transitória do filtro a um degrau de carga dado pela entrada de uma carga tipo fonte de corrente no sistema. Como o indutor do lado CC do retificador utilizado como carga é bastante elevado, a entrada de carga se comporta mais como uma rampa de corrente do que um degrau propriamente dito, no entanto é possível observar que o sistema entra em regime em 2~3 ciclos após  $I_L$  atingir seu valor final.

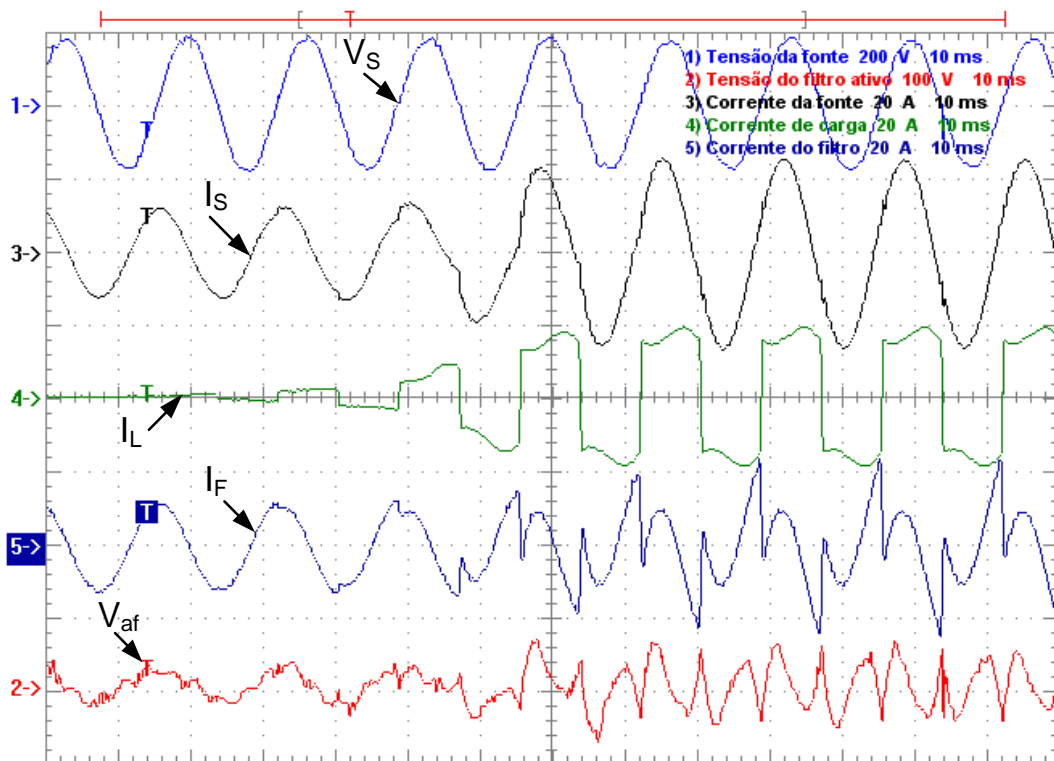


Figura 3.18 – Resposta transitória da compensação harmônica com carga tipo fonte de corrente.

A Figura 3.19 mostra o comportamento do elo CC durante esse transitório. O elo CC tem uma dinâmica mais lenta, levando cerca de 5 s para estabilizar-se completamente. No entanto, observe que a tensão varia apenas 3 V durante o transitório, o que representa menos de 1% de variação na tensão do barramento CC. Esse comportamento mostra que o controle é efetivo em manter a tensão fixada no valor de referência.

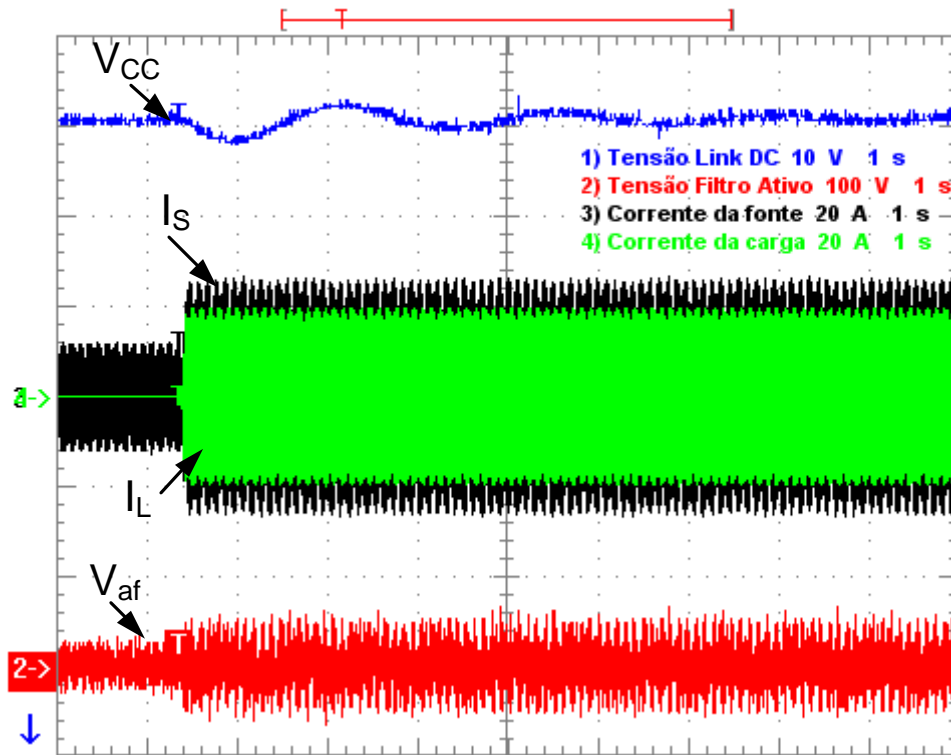


Figura 3.19 – Resposta transitória do elo CC durante degrau de carga tipo fonte de corrente .

A Figura 3.20 mostra outro transitório, neste caso a carga é do tipo fonte de tensão e o transitório é dado pela entrada do algoritmo de controle do filtro. No início a compensação harmônica está desativada e é iniciada no ponto indicado na figura, o sistema leva também em torno de 3 ciclos para atingir o regime permanente.

A Figura 3.21 mostra a resposta transitória do sistema na compensação do fator de potência de deslocamento. O transitório foi feito da mesma forma que o anterior, ou seja, a carga é fixa e o controle inicia-se desativado, e então é ativado no ponto demarcado. Note que a corrente de carga está atrasada da tensão da fonte de um ângulo  $\Phi_L$ , e que antes da ativação do controle a corrente da fonte está atrasada em relação à tensão de um ângulo  $\Phi_S < \Phi_L$ . Isto indica que o banco de capacitores não é suficiente para prover a potência reativa da carga. Após a ativação do controle o sistema leva cerca



de 3 ciclos para atingir o regime permanente em que a tensão e corrente da fonte estão em fase.

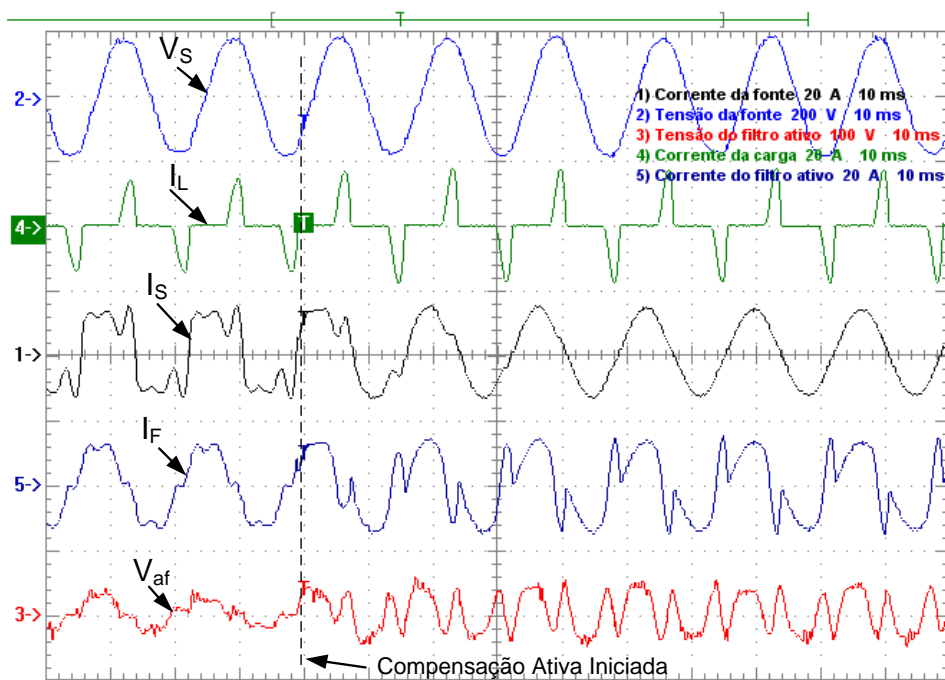


Figura 3.20 – Resposta transitória da compensação harmônica com carga tipo fonte de tensão.

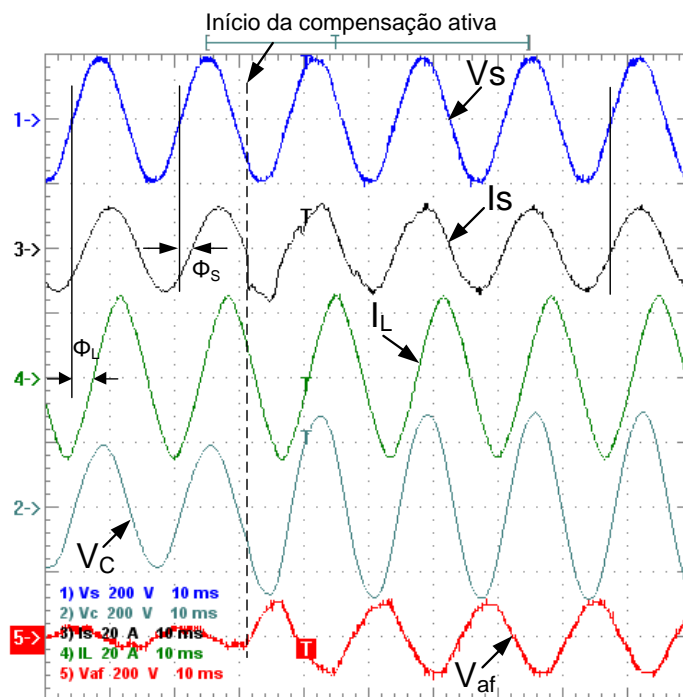


Figura 3.21 – Resposta transitória do controle de potência reativa.

### 3.6 Verificação Experimental da Resistência Ativa

Para verificação e melhor entendimento da criação da resistência ativa ( $r_a$ ) gerada pelo filtro ativo para eliminar a resistência residual da parte passiva do filtro, foi realizada a montagem mostrada na Figura 3.22. Nesta montagem foi adicionado um resistor de  $10\ \Omega$  em série com o banco de capacitores, simulando uma resistência interna do banco muito elevada.

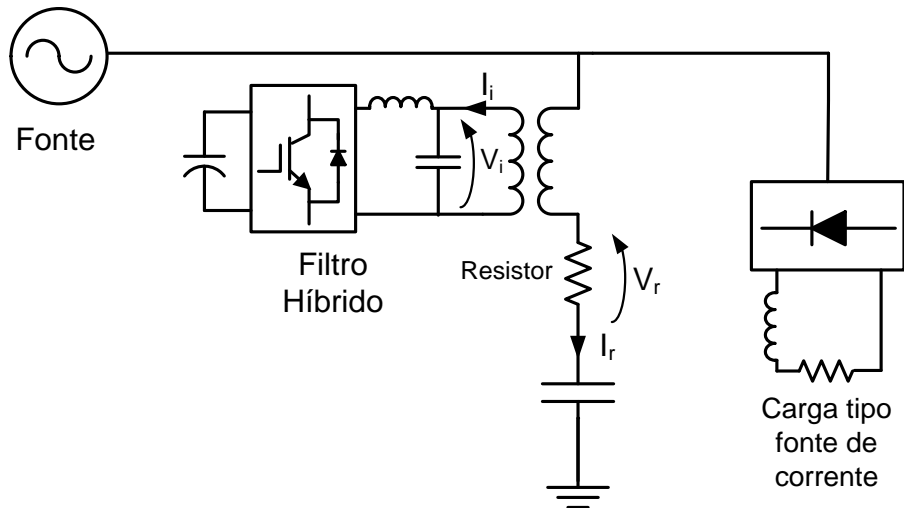


Figura 3.22 – Adição de uma resistência ao ramo do filtro híbrido.

Em seguida foi realizada a compensação ativa dos harmônicos da Carga 1 da Tabela 4 em duas situações, com o resistor em curto e com o resistor no circuito. Para as duas situações foi obtido o espectro harmônico da potência ativa no conversor, calculados utilizando a tensão ( $V_i$ ) e a corrente ( $I_i$ ) logo após o filtro LC do conversor, conforme indicado na Figura 3.22. O espectro de potência ativa sem a presença do resistor no circuito está mostrado na Figura 3.23. O espectro de potência ativa para a compensação da mesma carga mas com a adição do resistor no ramo do filtro está na Figura 3.24. Por fim, o espectro da potência ativa dissipada no resistor é mostrado na Figura 3.25. Esta potência foi calculada utilizando a tensão ( $V_r$ ) e a corrente ( $I_r$ ). Nestas figuras são consideradas potência consumida como positiva e potência entregue como negativa.

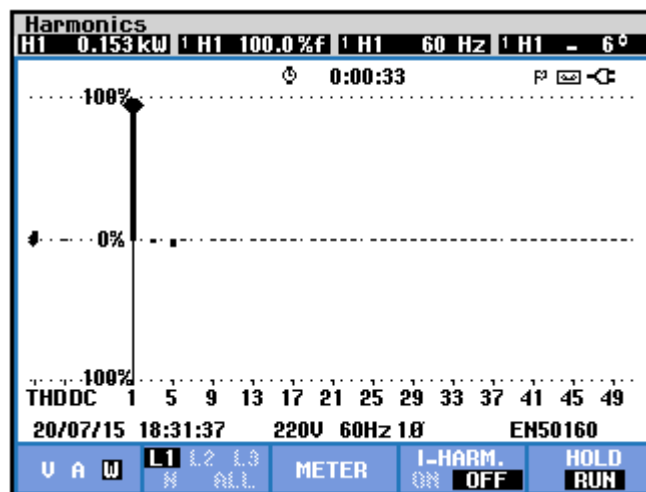


Figura 3.23 – Potência ativa harmônica no conversor do filtro ativo sem adição do resistor.

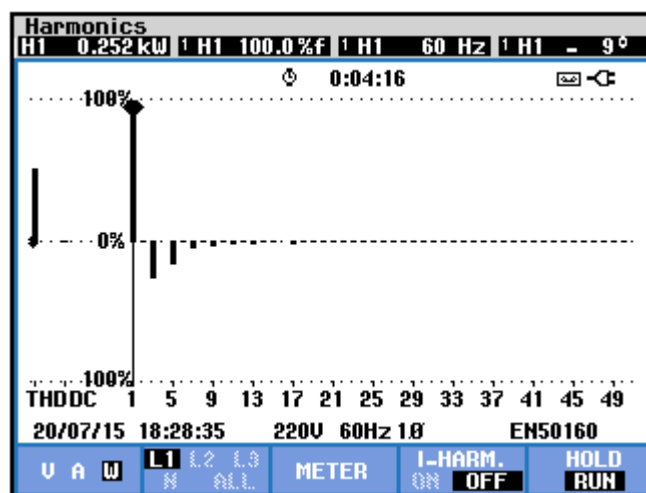


Figura 3.24 – Potência ativa harmônica no conversor do filtro ativo após adição do resistor.

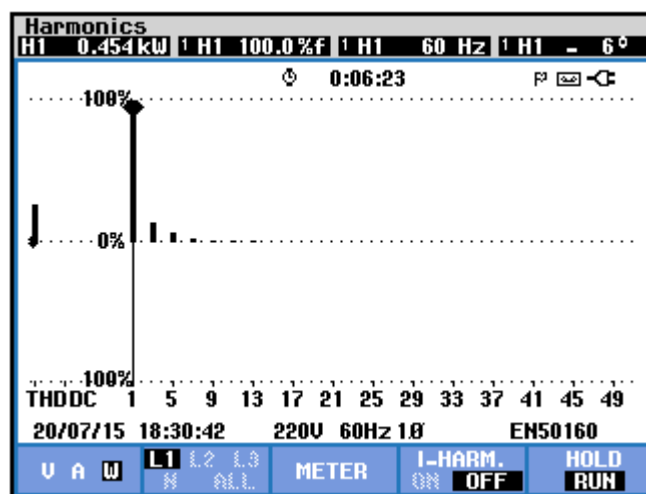


Figura 3.25 – Potência ativa harmônica no resistor.

Note que na Figura 3.23 há consumo de 153 W de potência ativa na frequência fundamental (potência positiva) para suprir as perdas do conversor. Há também uma pequena parcela de potência ativa entregue pelo conversor nas frequências harmônicas (potência negativa), principalmente no terceiro e quinto harmônicos, no entanto, essas potências são muito baixas. Na Figura 3.24, que mostra as potências no conversor após a adição do resistor, se observa um aumento da potência ativa entregue pelo conversor em todas as componentes harmônicas (potências negativas). Isto ocorre pois há um aumento da potência ativa harmônica dissipada no ramo híbrido, uma vez que a corrente harmônica compensada é a mesma mas há um aumento na resistência do ramo. Para compensar essa potência ativa entregue nas frequências harmônicas, o conversor absorve mais potência ativa da fonte, na frequência fundamental, passando para 252 W.

Foi observado neste teste que, mesmo com a adição do resistor, o filtro híbrido não teve suas características de compensação alteradas, o que demonstra que ele é capaz de eliminar a resistência residual do ramo híbrido mesmo esta sendo elevada. No entanto, se observa que, conforme esperado, o filtro ativo precisa entregar potência ativa nas frequências harmônicas para eliminar essa resistência residual e que esta potência aumenta com o aumento da resistência. Neste caso, ele drena potência ativa fundamental da fonte, armazena no elo CC e funciona como uma fonte nas frequências harmônicas, entregando a potência ativa dissipada pelo resistor nestas frequências. Note que esta troca de potência ativa nos dois sentidos só é possível pois se encontram em frequências diferentes e são, portanto, desacopladas.

A Tabela 5 mostra os valores das potências ativas apresentados nos gráficos das Figura 3.23 a Figura 3.25. Pela tabela é possível ver que o conversor entrega (potência negativa) uma quantidade de potência muito próxima à consumida pelo resistor (potência positiva) nas frequências harmônicas, confirmando o que foi observado graficamente. As pequenas diferenças nas potências se devem a perdas em outros componentes do ramo, como transformador e capacitor, ao fato de que a fonte pode ainda alimentar perdas harmônicas em algumas frequências (se esta componente for presente na fonte) ou mesmo a pequenos erros de medição.

Tabela 5 – Potências Ativas Harmônicas no Filtro Híbrido

Componente	Potência no conversor sem resistor	Potência no conversor com resistor	Potência no resistor
Fundamental	153,0 W	252 W	454 W
3° Harmônico	-1.8 W	-61.7 W	63.6 W
5° Harmônico	-6.3 W	-37.3 W	31.3 W
7° Harmônico	0.6 W	-9.3 W	10.0 W
9° Harmônico	-0.5 W	-6.3 W	6.4 W
11° Harmônico	-0.3 W	-4.8 W	4.1 W
13° Harmônico	-0.2 W	-4.8 W	4.1 W
15° Harmônico	0.0 W	-1.0 W	0.9 W

Outra medição que mostra esse balanço de potências é mostrada na Figura 3.26 e na Figura 3.27. A Figura 3.26 mostra a medida de potência na saída do filtro ativo apenas na frequência fundamental. A medida de potência ativa é de 254 W e se equipara com a apresentada na Figura 3.24 (252 W).

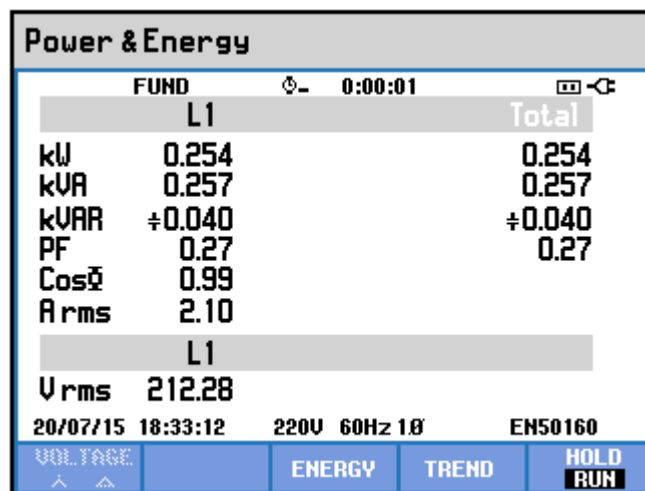


Figura 3.26 – Potência fundamental no conversor do filtro ativo com resistor.

No entanto a medida de potência ativa apresentada na Figura 3.27, que é a potência total considerando todas as frequências, tem um valor de 118 W e é menor que a potência fundamental (254 W). Isto ocorre porque a potência total é o somatório das potências positivas apresentadas na Figura 3.24, onde o balanço das potências resulta em 118 W consumidos na componente fundamental para suprir as perdas do sistema, depois de descontadas as potências harmônicas entregues pelo filtro ativo para compensar as resistências do ramo.

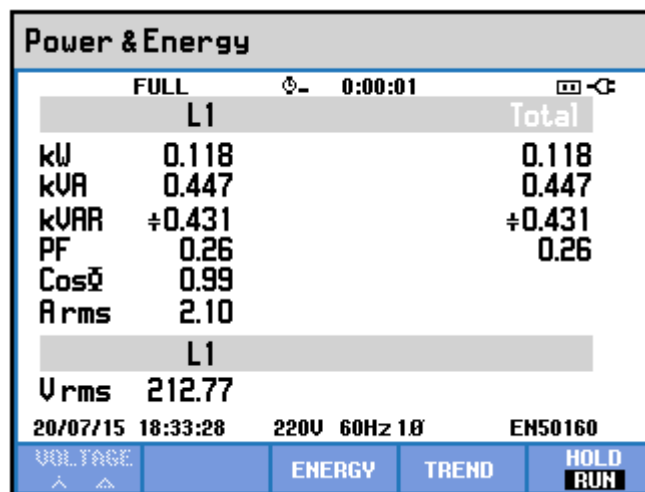


Figura 3.27 – Potência total no conversor do filtro ativo com resistor.

Assim, a partir destes resultados é possível obter um melhor entendimento do comportamento da resistência ativa gerada pela parte ativa do filtro para eliminar a resistência residual do ramo tornando o filtro híbrido muito próximo de um filtro ideal na frequência de sintonia. O filtro ativo atua como um conversor drenando potência ativa da fonte em uma frequência e alimentando as perdas do ramo nas demais frequências.

## 4 CONVERSORES PARA MICRORREDES

### 4.1 Considerações Gerais sobre Microrredes

O conceito de microrredes foi introduzido na literatura em [60] e [61] como uma solução para integração confiável de sistemas de geração distribuídas (GD), incluindo sistemas de armazenamento de energia (ESS do inglês *Energy Storage Systems*) e cargas controláveis. Esta microrrede seria percebida pela rede principal como uma única célula controlada. Embora uma definição detalhada de microrrede ainda esteja sob discussão em fóruns técnicos, uma microrrede pode ser descrita como um conjunto de cargas, unidades de geração distribuída (GDs) e sistemas de armazenamento de energia operando em coordenação para fornecer eletricidade de maneira confiável, conectado ao sistema interligado, em nível de distribuição, por um único ponto de conexão denominado ponto de acoplamento comum (PCC do inglês *Point of Common Coupling*). A adoção das microrredes para integração em massa das GDs permite que problemas técnicos sejam resolvidos de maneira descentralizada, reduzindo a necessidade de uma coordenação central complexa e extremamente ramificada facilitando a realização do Smart Grid [62]. De modo geral uma microrrede apresenta uma estrutura como a da Figura 4.1.

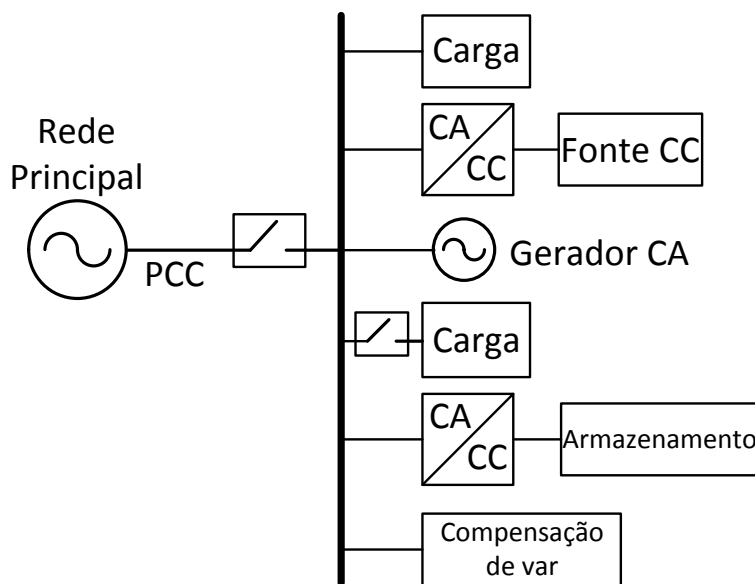


Figura 4.1 – Estrutura típica de uma microrrede.

Diferentes iniciativas ao redor do mundo têm como objetivo desenvolver o conceito de microrrede através de pesquisa, desenvolvimento e demonstração. Na União Europeia, dois grandes projetos internacionais se destacaram no estudo de microrredes: o *Microgrids* (1998 – 2002) e seu sucessor *More Microgrids* (2002 – 2006) com destaque para pesquisas e locais de demonstração com foco principalmente na energia fotovoltaica [63]. Já nos Estados Unidos, pode-se destacar o Consórcio para Soluções Tecnológicas em Confiabilidade Elétrica (CERTS, do inglês *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*) iniciado em 1999 para explorar as implicações das influências tecnológicas, econômicas, regulatórias e ambientais na confiabilidade dos sistemas de potência [63]. Neste contexto o crescimento das GDs foi reconhecido como um fator importante e tornou-se foco de pesquisas do CERTS, culminando com a apresentação do conceito da Microrrede CERTS em 2002 [64] e depois da plataforma “*CERTS Test Bed*”, que consiste numa microrrede experimental com diversas cargas, geradores e um sistema de controle e proteção dedicados a testes de campo [65]. No Japão, um dos líderes mundiais em projetos de demonstração de microrredes, a implementação de três áreas de demonstração foram iniciadas em 2003 pela Organização de Novas Energias e Desenvolvimento Tecnológico Industrial (NEDO, do inglês *New Energy and Industrial Technology Development*) [63]. Estes testes de campo têm foco na integração de novas fontes de energia no sistema de distribuição local. No Canadá existem esforços, principalmente, no sentido de integrar fontes de energia renováveis na matriz energética de microrredes remotas isoladas. Estas microrredes têm atualmente, como fonte de energia principal, a geração diesel. Um exemplo é o projeto iniciado em 2010 em Bella Coola [66].

Uma microrrede é capaz de operar conectada à rede e de modo isolado, e de realizar a transição entre esses dois modos [67]. No modo conectado à rede, a diferença entre potência gerada e consumida dentro da microrrede pode ser trocada com a rede principal. Já no modo ilhado, a potência ativa e reativa geradas incluindo a transferida para (ou dos) sistemas de armazenamento, devem estar equilibradas com a demanda das cargas locais, assim necessitando controle adequado [62]. A norma IEEE 1547 inclui orientações para interconexão de GDs [68][69]. A desconexão da rede pode ocorrer de forma intencional ou não intencional. O ilhamento intencional pode ocorrer devido a uma manutenção programada ou quando a qualidade da energia da rede principal pode afetar a correta operação da microrrede. A desconexão não intencional pode ocorrer devido às faltas ou outros eventos aleatórios e desconhecidos pela microrrede, a



detecção da desconexão decorrida destes eventos deve ser identificada para garantir a segurança, operação adequada da microrrede e implementação das modificações adequadas na estratégia de controle.

Esta nova estrutura de geração e gerenciamento de energia introduz uma série de desafios operacionais que precisam ser abordadas no projeto de sistemas de controle e proteção, a fim de garantir que os atuais níveis de confiabilidade não sejam afetados de forma significativa e os benefícios potenciais da geração distribuída possam ser plenamente aproveitados. Desta forma, muitos estudos estão agora voltados para o controle, gerenciamento e proteção das microrredes, como é o caso da força tarefa sobre controle de microrredes, realizada pela Sociedade de Potência e Energia do IEEE (*IEEE Power and Energy Society*) [62], que aborda diversos aspectos dos desafios trazidos pelas microrredes, bem como uma revisão do estado da arte das estratégias de controle e tendências futuras para os controles destes sistemas. Outros autores também abordam problemas de qualidade de energia nas microrredes, e soluções para sua melhoria tanto entre a rede principal e as microrredes, como dentro da própria microrrede [70].

A maioria das GDs presentes nas microrredes é integrada ao sistema por meio de conversores de potência. Do ponto de vista do tipo de conversores presentes nestas redes, os mesmo podem ser classificados como formadores de rede, auxiliares de rede ou alimentadores de rede, dependendo da função que desempenham dentro da microrrede [71].

Os conversores classificados como alimentadores de rede tem a função de entregar potência para a microrrede. São os mais comuns nos sistemas de geração distribuída uma vez que a maioria dos conversores para células fotovoltaicas e de energia eólica operam neste modo [72]. São representados como uma fonte de corrente, em paralelo com uma alta impedância de saída, conforme mostrado na Figura 4.2, onde  $P^*$  e  $Q^*$  são as referências de potência ativa e reativa a serem entregues e  $i^*$  é a referência de corrente do conversor. Normalmente estas referências de potência são obtidas a partir de um controlador de alto nível, como algoritmos de detecção de ponto de potência máxima, conhecidos pela sigla em inglês *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*), principalmente em conversores para painéis fotovoltaicos [73]. Estes conversores são adequados para conexão em paralelo com outros conversores quando conectados a rede, no entanto não podem operar em modo ilhado sem a presença de um conversor tipo formador de rede ou com um gerador síncrono local determinando a amplitude e frequência da tensão [71][68].

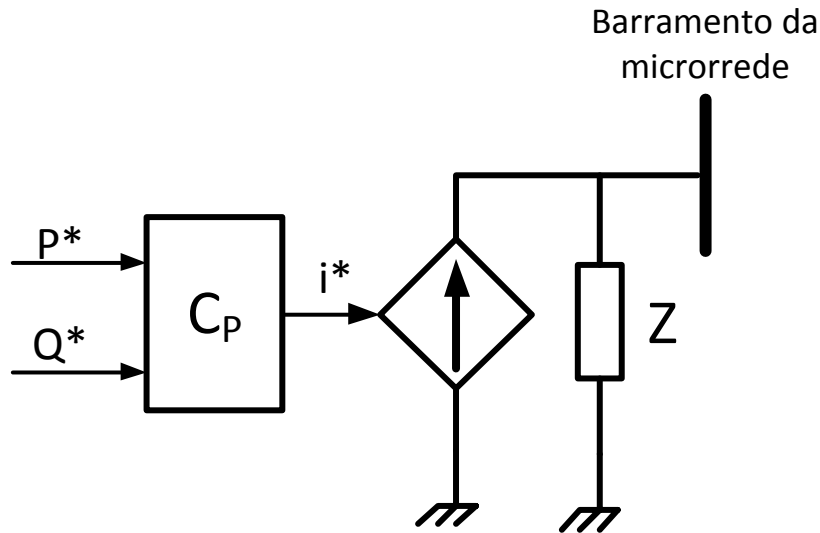


Figura 4.2 – Representação de um conversor tipo alimentador de rede.

Os conversores formadores de rede, por outro lado, são representados como uma fonte de tensão ideal, apresentando baixa impedância de saída. São responsáveis por “formar” a tensão da microrrede mantendo os níveis de tensão e frequência em caso de operação ilhada. A Figura 4.3 mostra o modelo desse tipo de conversor onde  $E^*$  é o valor de referência da amplitude da tensão,  $\omega^*$  é o valor de referência da frequência e  $v^*$  é o vetor de referência de tensão para o conversor. Neste caso, a tensão gerada pelo conversor formador de rede servirá como referência para os demais conversores alimentadores de rede [71].

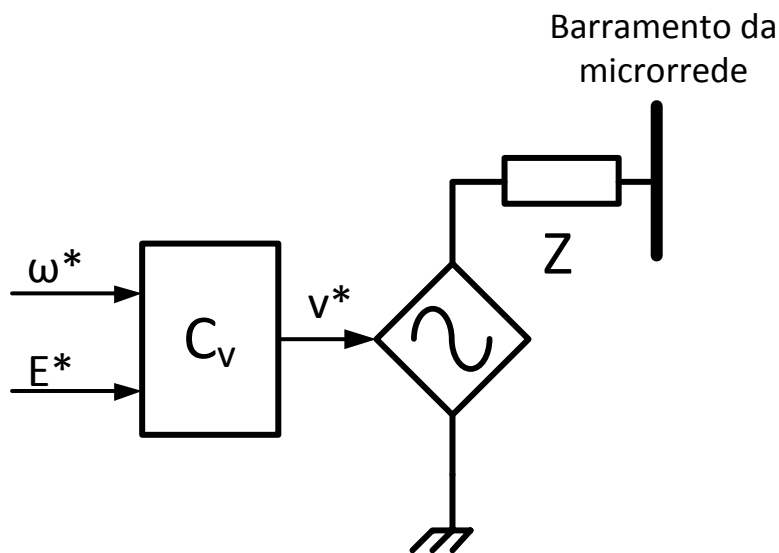


Figura 4.3 – Representação de um conversor tipo formador de rede.

A divisão de potência entre conversores formadores de rede conectados em paralelo é função da sua impedância de saída  $Z$ . Normalmente os conversores do tipo formador de rede estão ligados a um sistema de armazenamento de energia, como um banco de baterias, uma vez que as fontes renováveis (solar, eólica, etc.) apresentam perfil de energia disponível altamente intermitente. Um exemplo de um conversor tipo formador de rede é um sistema UPS (*Uninterruptible Power Supply*). Ele fica em espera enquanto as condições de operação da rede estão dentro de certos limites. Em caso de falha da rede, o conversor do UPS mantém a tensão na rede.

Uma vez que o conversor formador de rede é responsável por manter a tensão na microrrede quando não há presença da concessionária, ele deve ser responsável por detectar a saída da concessionária e realizar o comando para desconexão da microrrede bem como realizar o resincronismo com a tensão da concessionária antes de uma reconexão [74] [75]. Ou seja, deve ser capaz de identificar e realizar a troca entre os modos de operação ilhado/conectado à rede de maneira suave garantindo a estabilidade da microrrede durante as transições [76].

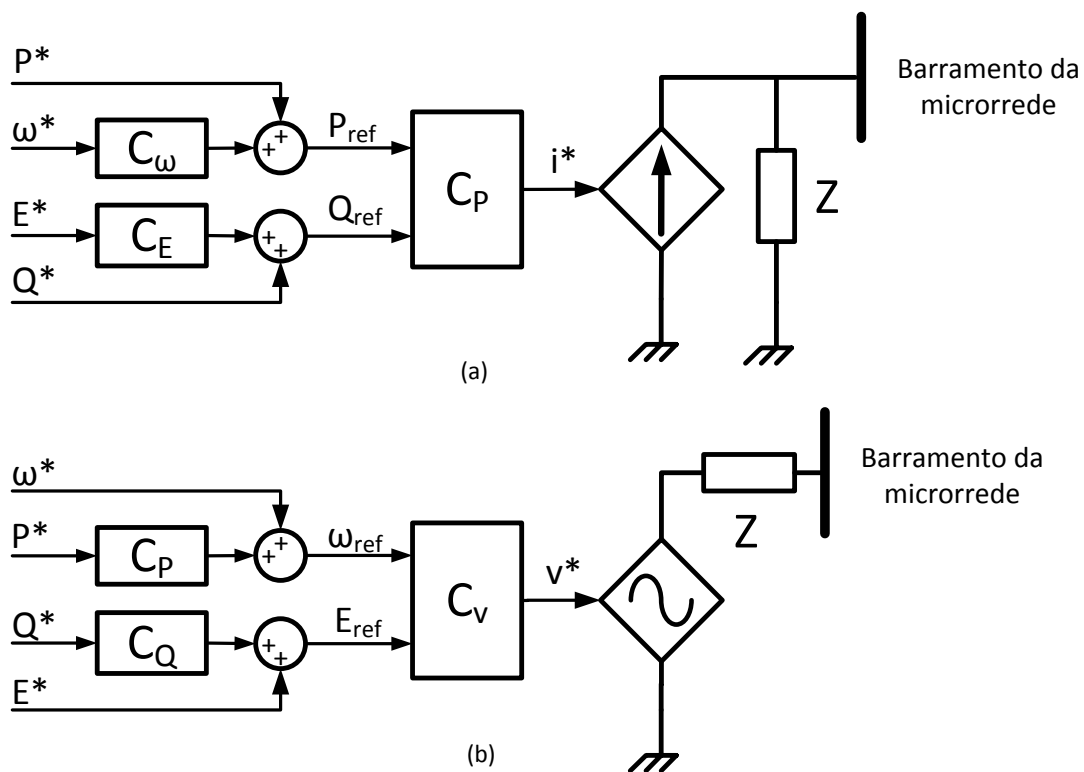


Figura 4.4 – Representação de um conversor tipo auxiliador de rede. (a) Controlado como fonte de corrente. (b) Controlado como fonte de tensão.

Por último, têm-se os conversores de auxílio à rede, que se encontram entre os formadores de rede e os alimentadores de rede. Estes conversores podem ser controlados como fonte de corrente, Figura 4.4(a) ou como fonte de tensão, Figura 4.4(b) [71]. Têm como principal função entregar potência ativa e reativa para a microrrede de modo a contribuir na regulação de tensão e da frequência da mesma. Se controlado como fonte de corrente, o conversor auxiliador de rede, assim como o alimentador de rede, precisa de um conversor formador de rede para fornecer-lhe uma tensão de referência para operação ilhada.

Para que a microrrede possa operar de maneira estável, integrando todos os componentes, cargas, GD's e sistemas de armazenamento de energia de forma eficiente um sistema de controle hierárquico é utilizado, consistindo em três níveis. A União para Coordenação da Transmissão de Eletricidade (UCTE), na Europa, definiu um controle hierárquico para grandes sistemas de potência, que operam com grandes máquinas síncronas com grande inércia e sistemas predominantemente indutivos. O modelo hierárquico foi estendido para o controle de microrredes, entretanto, nas microrredes baseadas em conversores não há inércia e os sistemas podem se tornar predominantemente resistivos, de modo que adaptações devem ser feitas na implementação dos esquemas de controle [77].

Este controle hierárquico é organizado da seguinte forma:

- O controle primário lida com o controle interno dos conversores, adicionando inércias virtuais e controlando suas impedâncias de saída. Este controle é utilizado para ajustar os níveis de potência ativa e reativa circulando na microrrede quando dois ou mais conversores controlados como fonte de tensão são conectados em paralelo. O controle ajusta a frequência e amplitude da referência de tensão dos conversores. A ideia principal é imitar o comportamento de um gerador síncrono, que reduz a frequência quando a potência ativa aumenta [77]. Este princípio é integrado ao controle dos conversores pelo método chamado *P/Q drope*.
- O controle secundário é concebido para restaurar, em um horizonte de tempo mais longo que o controle primário, os desvios de amplitude e frequência causados pelas inércias impedâncias virtuais.
- Por fim o controle terciário regula o fluxo de potência entre a microrrede e o ponto de acoplamento comum.

Estes níveis de controle são utilizados para coordenar microrredes com multivalentes de uma maneira descentralizada. No caso de uma microrrede formada por apenas um conversor formador de rede a arquitetura se torna centralizada, não havendo uma separação clara dos três níveis hierárquicos, uma vez que ele define e controla a tensão do barramento da microrrede quando ilhada e os demais conversores alimentadores de rede apenas injetam do barramento toda a potência ativa disponível.

No entanto, quando operando em modo ilhado a tensão da microrrede não depende exclusivamente do desempenho do conversor formador de rede, uma vez que a conexão de cargas não lineares e outros conversores ao barramento da microrrede, normalmente fraco e em baixa tensão, pode modificar substancialmente o perfil da tensão ao longo deste barramento. Uma microrrede operando em modo ilhado trata-se de um sistema muito mais fraco do que a rede interconectada. Um sistema CA pode ser considerado “fraco” por dois aspectos: (a) a impedância equivalente do sistema é alta, (b) a inércia mecânica do sistema é baixa [78]. No contexto das análises realizadas nesta pesquisa vamos considerar um sistema fraco como um sistema com alta impedância equivalente.

Um sistema com alta impedância equivalente, ou fraco, apresenta maiores problemas de variação de tensão, ressonância harmônica, flicker e distorção harmônica de tensão do que um sistema com baixa impedância. Em contrapartida um sistema com impedância tendendo a zero terá potência de curto circuito tendendo ao infinito. Este tipo de sistema é chamado barramento infinito, o que significa que sua tensão permanece constante e não há variações de frequência independentemente das alterações feitas na operação do sistema [79].

Uma medida da “força” de um sistema elétrico pode ser dada pela sua potência de curto circuito  $S_{CC}$  calculada por:

$$S_{CC} = \frac{V_{CA}^2}{Z_{th}} \quad (28)$$

em que  $V_{CA}$  é a tensão eficaz nominal do barramento CA e  $Z_{th}$  é a impedância equivalente de Thevenin do sistema.

Contudo, uma medida em valores absolutos só é útil se comparada com a potência das cargas conectadas. Assim, em sistemas HVDC por exemplo, a “força” de um sistema pode ser expressa pela chamada relação de curto circuito (SCR do inglês

*Short Circuit Ratio*) dada pela relação entre a potência de curto do sistema CA e a potência CC do conversor (29) [80].

$$SCR = \frac{S_{cc}}{P_{d1}} \quad (29)$$

onde  $S_{cc}$  é a potência de curto circuito simétrica trifásica (em MVA) e  $P_{d1}$  é a potência nominal CC do conversor (em MW).

Bancos de capacitores, filtros CA e outros equipamentos podem ser conectados ao sistema diminuindo significativamente a impedância efetiva do sistema. Para levar em conta o efeito destes elementos é definida também a relação de curto circuito efetiva (ESCR do inglês *Effective Short Circuit Ratio*) dada por:

$$ESCR = \frac{S_{cc} - Q_C}{P_{d1}} \quad (30)$$

onde  $Q_C$  é o valor da potência trifásica fundamental (em Mvar) dos capacitores conectados em paralelo no barramento do conversor (filtros CA e bancos). Compensadores de reativo como compensadores síncronos, TCR's (*Thyristor Controlled Reactor*) e TSC's (*Thyristor Switched Capacitors*) também “reforçam” o sistema e devem ser incluídos no cálculo do ESCR. Note que o procedimento convencional de cálculo do ESCR não considera o efeito dos equipamentos que atuam em frequências diferentes da fundamental.

De acordo com estas definições um sistema é considerado [80]:

- a) Forte se tiver ESCR maior que 3;
- b) Fraco se tiver ESCR entre 2 e 3;
- c) Muito fraco se tiver ESCR abaixo de 2;

No contexto das microrredes isoladas podemos adaptar o conceito de SCR ou ESCR como sendo a relação entre a potência de curto circuito da microrrede isolada e a potência ativa das cargas dentro desta microrrede para obtermos uma medida de quão forte é o sistema. No entanto durante o decorrer deste trabalho será considerada uma ideia mais qualitativa de sistema fraco como sendo um sistema com alta impedância equivalente, do que levar à risca os valores de ESCR definidos em [80].

## 4.2 Implementação do Conversor Formador de Rede

O protótipo de um conversor tipo formador de rede monofásico foi construído no laboratório do GEPCI. Este conversor foi denominado “Ilha” e permitirá estudos, análises e testes experimentais acerca de sistemas de geração distribuídas e microrredes isoladas. O conversor utiliza um banco de baterias como sistema de armazenamento de energia, de modo a manter a operação da microrrede mesmo sem a presença da concessionária. A topologia do conversor e os algoritmos desenvolvidos para a troca de modo do conversor, controle da tensão imposta e carga das baterias são explicados nas seções a seguir.

### 4.2.1 Topologia

Existem duas topologias mais comuns para sistemas de baterias conectados a microrredes [81] [82], que, com o controle apropriado, podem operar como conversores formadores de rede. Ambas consistem basicamente em um conversor bidirecional CC/CA, no entanto diferem no modo de compatibilizar o nível de tensão do banco de baterias com o da rede. Como os bancos de baterias têm tensões nominais normalmente abaixo de 120 V para potências até algumas dezenas de quilowatts, torna-se necessário elevar esta tensão para os níveis nominais das redes de baixa tensão (127 V ou 220 V).

Uma alternativa é a utilização de um conversor com dois estágios: o primeiro composto de um conversor CC/CC que eleva a tensão do banco de baterias, e um segundo estágio formado pelo conversor CC/CA que é conectado à rede. Um exemplo de conversor que utiliza desta filosofia está apresentado na Figura 4.5.

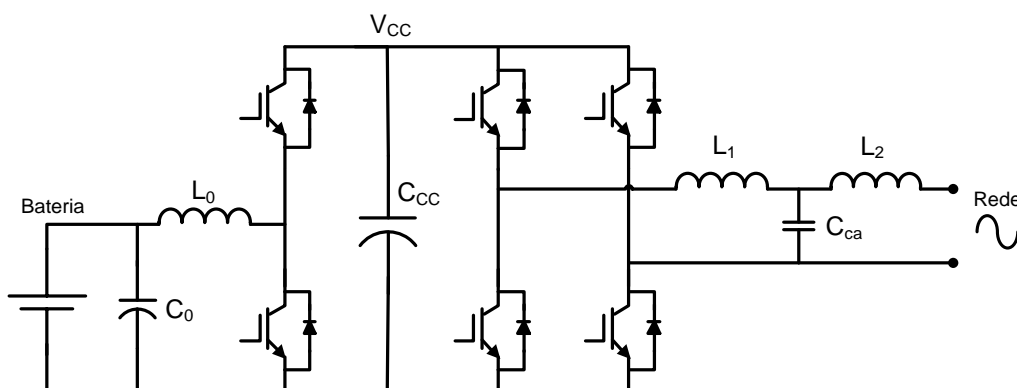
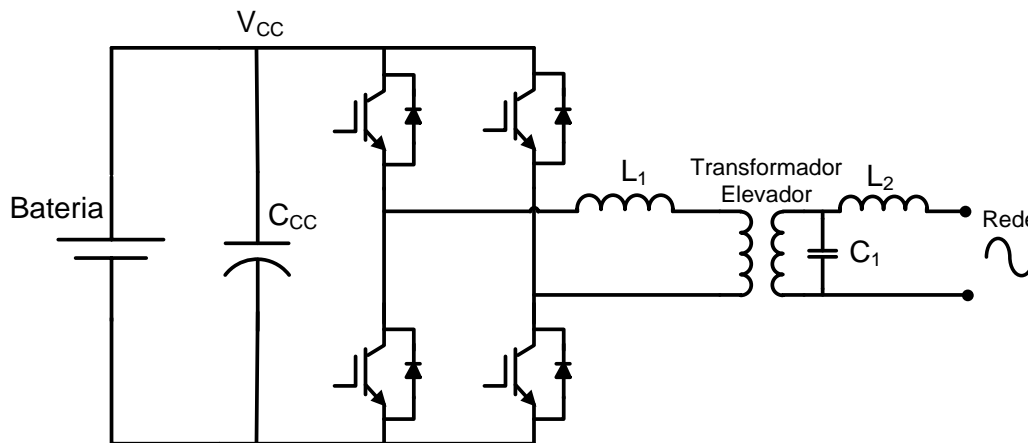


Figura 4.5 – Topologia de um conversor bidirecional CC/CA em dois estágios (CC/CC e CC/CA).

A topologia da Figura 4.5 utiliza um conversor bidirecional buck/boost no estágio CC/CC [82], no entanto outros tipos de conversores com característica bidirecional de elevação/redução de tensão podem ser utilizados [83] [84].

Este conversor apresenta como vantagem alta eficiência, tamanho reduzido e maior flexibilidade de controle e operação. Por outro lado, é mais complexo, com muitos elementos ativos (semicondutores de potência) e exige o controle individual de dois conversores, o que eleva o custo do equipamento final e reduz a confiabilidade do sistema como um todo [81] [82].

Uma topologia mais simples, que consiste em realizar a conversão CC/CA e depois elevar a tensão com um transformador convencional na saída do conversor é apresentada na Figura 4.6 [81].



**Figura 4.6 – Topologia de um conversor bidirecional CC/CA com transformador elevador.**

Esta topologia apresenta eficiência um pouco mais baixa e maior tamanho do que a anterior, devido ao transformador. Além do mais, exige capacidade de condução de altas corrente pelas chaves do conversor de frequência, que opera em um nível de tensão baixo. No entanto, apresenta elevada robustez, devido à simplicidade, e possibilita a aplicação de todos os algoritmos de controle no mesmo conversor, reduzindo a complexidade do sistema de controle. Pode-se aumentar a capacidade de corrente no conversor com a conexão de semicondutores em paralelo. Devido às características apresentadas, a topologia da Figura 4.6 foi a escolhida para o protótipo implementado.



### 4.2.2 Referência Síncrona Modificada

O conversor deve operar em dois modos distintos: conectado à rede e isolado. Os esquemas de controle do conversor nos dois modos são baseados na referência síncrona modificada, uma variação da referência síncrona trifásica utilizada no controle de filtros ativos e conversores. A referência síncrona modificada será brevemente explicada a seguir. Posteriormente serão explicados os diversos algoritmos que integram o sistema de controle do conversor e que a utilizam como base.

A referência síncrona foi elaborada originalmente para sistemas trifásicos e necessita de alterações para a aplicação em sistemas monofásicos [40][42]. O método é representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.7 e consiste em multiplicar diretamente o sinal medido, pelos sinais ortogonais  $sen(\omega_e t)$  e  $cos(\omega_e t)$ , que são obtidos de um algoritmo PLL [40], que será descrito na próxima seção.

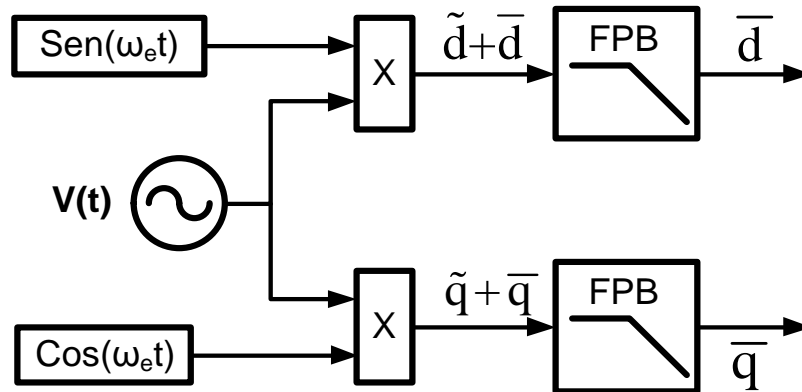


Figura 4.7 - Diagrama de blocos da Referência Síncrona Modificada.

Considere que o sinal de entrada  $v(t)$  seja uma onda alternada composta por um somatório de componentes senoidais, ou seja, uma onda senoidal distorcida com harmônicos, dada por:

$$v(t) = \sum_{h=1}^N A_h sen(\omega_h t + \phi_h) \quad (31)$$

em que  $h$  é a ordem harmônica,  $A_h$  é a amplitude e  $\phi_h$  é o ângulo de fase de cada componente harmônica. Considerando que a frequência fundamental do sinal  $\omega_1$  seja a mesma que a frequência dos sinais ortogonais gerados pelo PLL,  $\omega_e$ , foi demonstrado

em [40], que após as multiplicações e aplicação do filtro passa-baixas, as componentes contínuas em cada eixo são dadas por (32) e (33).

$$\bar{d} = \frac{A_1}{2} \cos\phi_1 \quad (32)$$

$$\bar{q} = \frac{A_1}{2} \sin\phi_1 \quad (33)$$

A amplitude e fase da componente fundamental do sinal de entrada são dadas então por:

$$A_1 = \sqrt{(2\bar{d})^2 + (2\bar{q})^2} \quad (34)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}(\bar{q}/\bar{d}) \quad (35)$$

Assim, a referência síncrona modificada permite obter informações sobre o sinal alternado da entrada, os quais serão utilizados nos algoritmos descritos a seguir.

### 4.2.3 Sincronismo com a Concessionária

Quando conectado à rede, o conversor permanece em sincronismo com a tensão da concessionária através de um algoritmo de PLL. O PLL utilizado foi o MSRF-PLL [40], que se trata de um algoritmo em malha fechada que utiliza a referência síncrona modificada para sincronizar dois sinais. O esquema do MSRF-PLL está retratado na Figura 4.8.

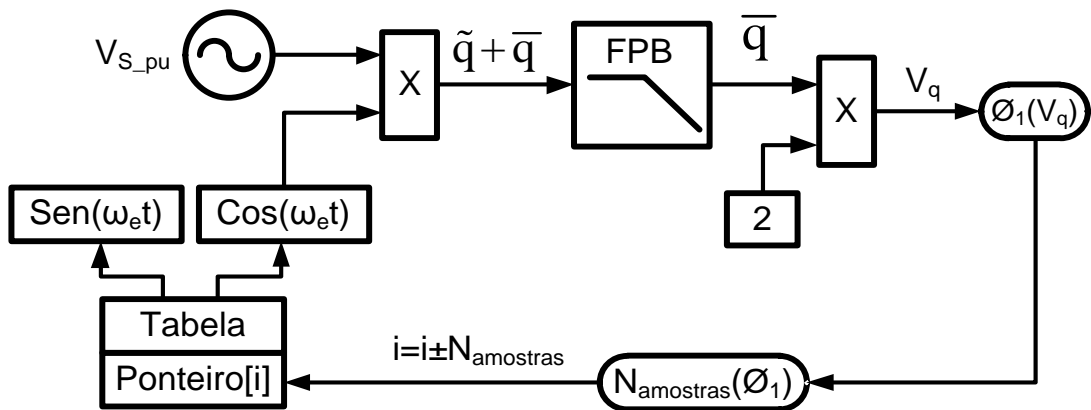


Figura 4.8 - Diagrama de blocos do MSRF-PLL [40].

Sendo  $V_{S\_pu}$  o valor normalizado da tensão da concessionária  $V_S$ ,

$$V_q = A_1 \text{sen}\varnothing_1 \quad (36)$$

onde  $A_1=1$  e  $\varnothing_1 = \arcsen(V_q)$ .

O ângulo de fase  $\varnothing_1$  na saída pode ser realimentado para alterar o valor do ângulo de fase do  $\text{sen}(\omega_e t)$  e  $\text{cos}(\omega_e t)$  (gerados por uma tabela) de modo a manter  $\varnothing_1=0$ . Para ângulos pequenos  $\varnothing_1 \approx V_q$  e o valor do eixo  $d$  pode ser ignorado. O controle altera ponteiro  $i$  da tabela em  $N$  amostras, proporcionalmente a  $V_q$ . Em regime,  $\varnothing_1$  tende a zero, mantendo  $\text{sen}(\omega_e t)$  em fase com  $V_S$ .

Qualquer desvio de fase é corrigido pelo PLL e a resposta dinâmica do sistema depende apenas da resposta do filtro passa-baixas. Na implementação foi utilizado um filtro passa-baixas elíptico de quarta ordem, com frequência de corte de 100 Hz conforme [40].

#### 4.2.4 Detecção da Presença da Rede

Com a referência síncrona modificada, é possível monitorar a amplitude da tensão da rede a partir da informação de amplitude presente nos eixos  $d$  e  $q$ , sem a necessidade do cálculo do seu valor RMS. Utilizando o PLL sincronizado com a tensão da concessionária  $V_S$ , os valores das tensões nos eixos  $d$  e  $q$  serão dados pelas equações (37) e (38).

$$\bar{d} = \frac{A_1}{2} \cos(0) = \frac{A_1}{2} \Rightarrow A_1 = 2\bar{d} \quad (37)$$

$$\bar{q} = \frac{A_1}{2} \text{sen}(0) = 0 \quad (38)$$

Ou seja, o valor da amplitude independe do eixo  $q$ . Desta maneira obtém-se a amplitude de  $V_S$  ( $A_{Vs}$ ) com o esquema mostrado na Figura 4.9.

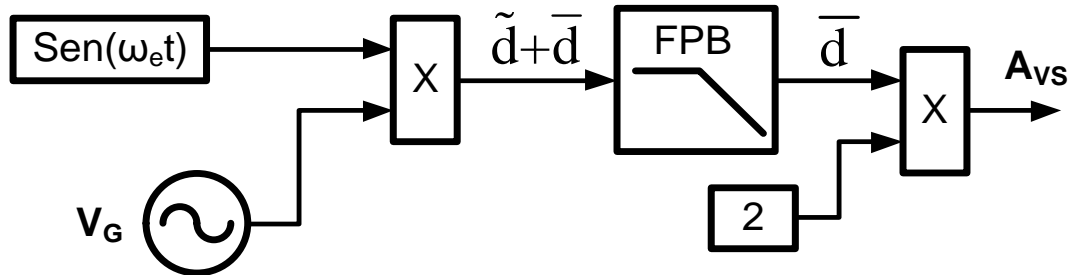


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do esquema para cálculo de amplitude da tensão utilizando a referência síncrona modificada.

Como a obtenção da amplitude a partir da referência síncrona não necessita do cálculo do valor eficaz é possível identificar variações na amplitude da tensão da rede de forma extremamente rápida. A velocidade de resposta fica apenas limitada pela dinâmica do filtro passa-baixas.

O algoritmo de detecção de presença da rede monitora continuamente a amplitude da tensão no ponto de acoplamento da microrrede e determina se a amplitude da tensão se encontra dentro dos limites determinados. Caso a tensão encontre-se acima de 110% ou abaixo de 88% do valor nominal a microrrede é desconectada da concessionária e passa a operar no modo ilhado. Estes limites são normalmente utilizados em métodos de desconexão por sobre-/subtensão [85].

#### **4.2.5 Controle da Amplitude e Frequência da Tensão em Modo Ilhado**

Uma vez em modo ilhado, o conversor passa a realizar o controle da amplitude e da frequência da tensão na microrrede. Como o equipamento desenvolvido foi feito para ser o único conversor tipo formador de rede da microrrede, optou-se por um controle isócrono. Este tipo de controle mantém a mesma referência de amplitude e frequência da tensão de saída independente da potência entregue pelo conversor [86] sendo assim mais simples do que o controle denominado *droop* [76] [87], que é normalmente utilizado quando se deseja realizar a divisão da potência entregue à microrrede entre diversos conversores. No entanto, permite controle preciso da tensão e frequência de referência para os demais conversores alimentadores de rede quando operando em modo ilhado.

Um oscilador interno mantém a frequência da tensão de saída  $\omega_e$  fixa em 60 Hz. Este oscilador gera o vetor unitário  $\text{Sen\_TBL}(\omega_e t)$  que, por sua vez, serve como referência para a geração da tensão de saída do conversor.

Outro algoritmo de PLL, sincronizado com a própria tensão de saída do conversor ( $V_C$ ) gera os vetores unitários  $\text{Sen\_vc}(\omega_e t)$  e  $\text{Cos\_vc}(\omega_e t)$  em fase e em quadratura com  $V_C$ , respectivamente.

O controle da amplitude da tensão é realizado conforme diagrama de blocos da Figura 4.10. A amplitude  $A_{Vc}$  é obtida a partir do sinal  $V_C$  e de  $\text{Sen\_vc}(\omega_e t)$  de maneira análoga ao método de obtenção da amplitude de  $V_S$ .  $A_{Vc}$  então é comparada com o valor da amplitude de referência  $A_{Vref}$ , o erro obtido é utilizado por um controlador proporcional-integral (PI) para determinar a amplitude do sinal de controle, que é multiplicado pelo vetor unitário  $\text{Sen\_TBL}(\omega_e t)$  gerando o sinal senoidal  $V_{ctrl}$  com

amplitude correta e frequência  $\omega_e$ .  $V_{ctrl}$  servirá então como referência na modulação PWM senoidal que determina os pulsos enviados aos IGBT's para geração da tensão de saída do conversor.

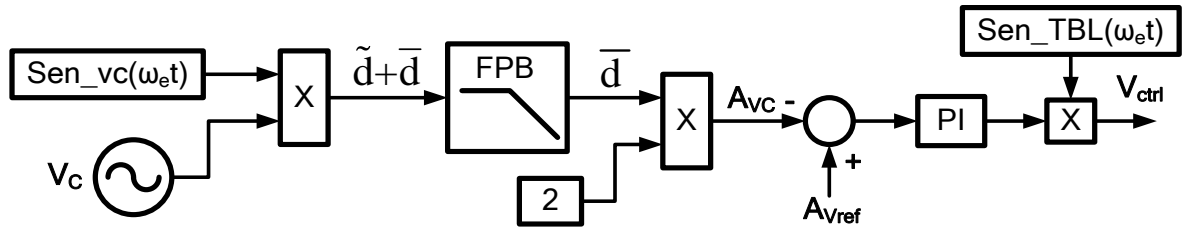


Figura 4.10 - Diagrama de blocos do controle da tensão de saída do conversor em modo ilhado.

#### 4.2.6 Compensação do Dead-time

Nas técnicas de modulação por PWM senoidal supõe-se que os elementos de chaveamento operem de maneira ideal, isto é, as chaves ligam e desligam exatamente no instante determinado pelos sinais de controle. Na realidade, elementos de chaveamento, como o IGBT, possuem um tempo definido para sua ligação e desligamento. Estes tempos são denominados  $t_{on}$  (do inglês *turn-on time*, tempo de ligação) e  $t_{off}$  (do inglês *turn-off time*, tempo de desligamento). Sendo a duração do tempo de desligamento maior do que a do tempo de ligação.

Nos inversores de frequência este fato pode causar um curto-circuito no elo CC no instante de mudança de estado entre dois elementos de chaveamento ligados em série entre o elo CC. Desta maneira, é preciso inserir um atraso nos sinais de controle para evitar que os dois elementos conduzam simultaneamente. Este atraso tem tipicamente alguns  $\mu s$  sendo denominado  $t_d$  (do inglês *dead-time*, tempo morto) como pode ser observado na Figura 4.11. Mas o *dead-time*, necessário para evitar o curto-circuito do elo CC, também causa a distorção e a redução da magnitude da tensão de saída do inversor.

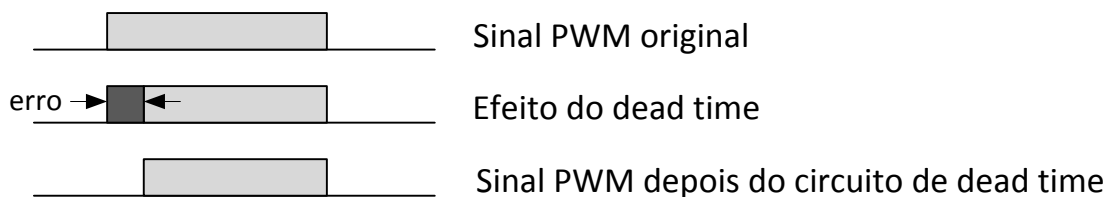
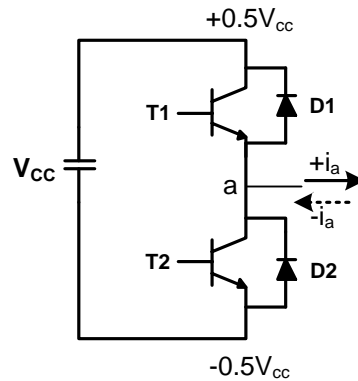


Figura 4.11- *Dead-time* inserido no sinal de comando do PWM.

Estas características são indesejáveis para a aplicação em questão. Pois, ao injetar uma onda fundamental (60 Hz), os componentes harmônicos de ordem mais baixa (3<sup>o</sup>, 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>...) também serão inseridas. Prejudicando qualidade da energia entregue a rede pelo conversor.

A Figura 4.12 mostra um ramo de um inversor PWM. Os sinais de controle do PWM são aplicados ao gate dos elementos de chaveamento T1 e T2.



**Figura 4.12 - Inversor PWM com um ramo [88].**

Considerando a operação PWM senoidal apresentada na Figura 4.13. Observa-se que a corrente  $i_a$  é positiva, com  $T_1$  conduzindo, e a tensão de saída  $V_{a0}$  é  $+0,5V_{CC}$ , sendo  $V_{CC}$  a tensão do elo CC. Quando  $T_1$  é desligado no ponto de transição ideal existe um tempo de atraso  $t_d$  antes que  $T_2$  comece a conduzir, este tempo é o *dead-time*. Neste espaço de tempo definido por  $t_d$  as chaves  $T_1$  e  $T_2$  não estão conduzindo, mas a corrente  $+i_a$  faz com que o valor de  $v_{a0}$  mude para  $-0,5V_{CC}$  naturalmente no ponto de transição ideal.

Considerando agora o chaveamento de  $T_2$  para  $T_1$  com um atraso  $t_d$  após o ponto de transição ideal. Quando as duas chaves estão desligadas,  $+i_a$  continua fluindo através de  $D_2$ , causando a perda da área sombreada ( $V_{CC}t_d$ ) como é mostrado pela Figura 4.13. Analisando o efeito com o a polaridade da corrente negativa pode-se perceber que ocorrerá um ganho com uma área similar a  $V_{CC}t_d$ . Um fato importante a ser notado é que o ganho ou perda das áreas depende somente da polaridade da corrente.

O efeito acumulativo desses ganhos e perdas de área  $V_{CC}t_d$  durante todo o período da portadora  $T_c$  para  $+i_a$  e  $-i_a$ , respectivamente, sobre a forma de onda da tensão fundamental é ilustrado na Figura 4.14.

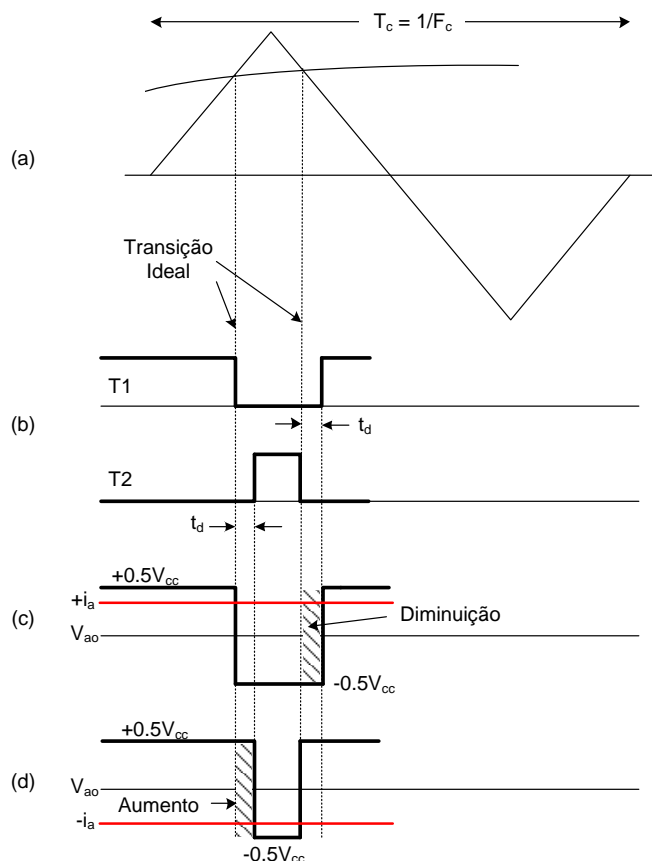


Figura 4.13 - Formas de onda de um inversor de meia ponte demonstrando o efeito do *dead-time* [88]. (a) Modulação PWM senoidal. (b) Sinais de gate para T1 e T2. (c) Diminuição da tensão de saída quando a corrente é positiva. (d) Aumento da tensão de saída quando a corrente é negativa.

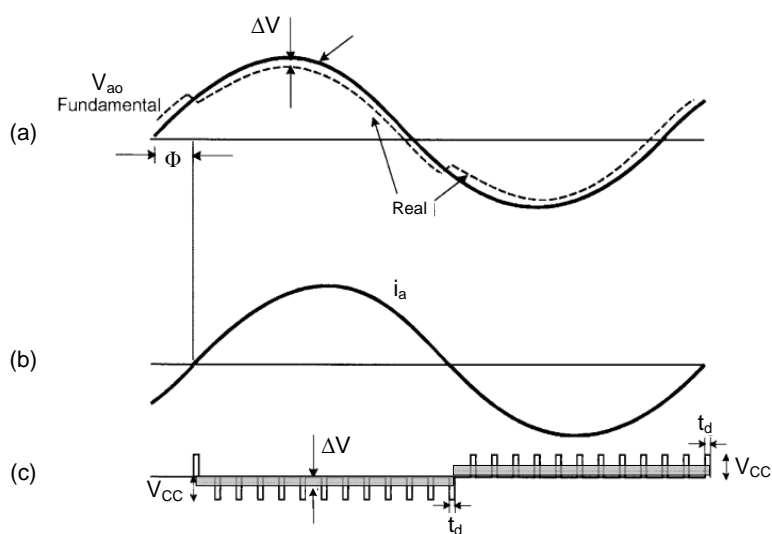


Figura 4.14 - Efeito do *dead-time* na forma de onda da tensão de saída [88]. (a) Forma de onda da tensão de saída ideal e real. (b) Corrente de saída. (c) Efeito cumulativo das perdas por *dead-time*.

Como pode ser observado na Figura 4.14 a corrente fundamental  $i_a$  está defasada em relação à tensão fundamental  $V_{a0}$  por um ângulo  $\phi$ . Na parte inferior da Figura 4.14 é observado o efeito do *dead-time*, as áreas  $V_{CC}t_d$  podem ser acumuladas e a média para o meio ciclo da onda fundamental pode ser calculada. Obtendo-se assim uma onda quadrada de amplitude  $\Delta V$  com fase oposta a corrente. O valor de  $\Delta V$  pode ser calculado pela equação (39).

$$\Delta V = V_{CC}t_d \left(\frac{M}{2}\right) 2f = f_c V_{CC}t_d \quad (39)$$

onde:  $M = f_c/f$ ,  $f$  é a frequência fundamental,  $f_c$  é a frequência da portadora,  $V_{CC}$  é a tensão do elo CC e  $t_d$  o *dead-time*.

Na Figura 4.14(a) é ilustrado o efeito da forma de onda  $\Delta V$  sobre uma onda  $V_{a0}$  ideal, sendo que a perda em amplitude e a distorção por harmônicos de baixa frequência tornam-se mais severas para uma frequência baixa da fundamental.

Duas técnicas de compensação para o efeito do *dead-time* são baseadas na teoria do valor médio e na compensação direta dos pulsos PWM. A primeira técnica consiste na detecção da polaridade da corrente e soma de uma quantidade  $\Delta V$  na tensão de referência quando a corrente for positiva, e subtração, no caso contrário. A segunda técnica consiste em fazer a compensação diretamente para cada pulso PWM, realizando uma compensação mais precisa, mas com uma carga maior de processamento exigida do processador.

Como no Processador Digital de Sinais TMS320F2812, utilizado na implementação do controle do conversor, a geração dos pulsos de comando do PWM é toda realizada por hardware pelo bloco *Event Manager*, não é viável agir diretamente nos pulsos. Desta maneira optou-se pela primeira técnica, pois para a implementação da mesma é necessário apenas a modificação da onda de referência do conversor  $V_{ctrl}$ .

A compensação do *dead-time* pelo valor médio é implementada da seguinte maneira: Primeiramente é obtida a medida da corrente do conversor filtrada  $I_{C1}$ , de modo que ruídos ou distorções não afetem a obtenção do ponto em que se deve adicionar ou subtrair  $\Delta V$  (cruzamento por zero). A filtragem é realizada utilizando a referência síncrona, uma vez que a aplicação de um filtro passa-baixas diretamente no sinal alternado pode causar atraso de fase no sinal filtrado. A partir do sinal filtrado gera-se uma onda quadrada, com mesma fase de  $I_{C1}$  e amplitude unitária. A quantidade  $\Delta V$  a ser somada é normalizada em relação à tensão da bateria, se tornando  $\Delta V_{PU}$ , para



então ser multiplicada pela onda quadrada, que por sua vez é somada ao sinal vindo do controlador de tensão  $V_{ctrl}$ . O algoritmo de compensação do *dead-time* está sintetizado no diagrama de blocos da Figura 4.15.

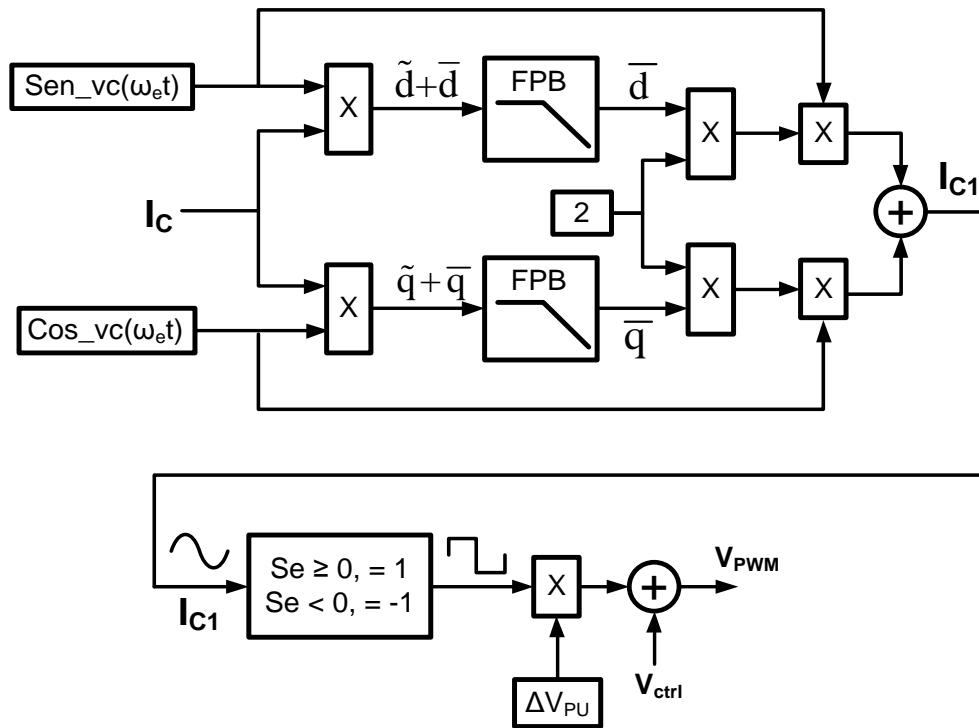


Figura 4.15 – Diagrama de blocos do algoritmo de compensação do *dead-time*.

#### 4.2.7 Reconexão da Microrrede ao Sistema Elétrico

Uma vez em modo ilhado, quando houver o retorno da tensão da concessionária, com frequência e amplitude correta, a tensão da microrrede deve ser novamente sincronizada com a da concessionária para que possa ocorrer a reconexão ao sistema elétrico.

Para realizar o sincronismo entre a tensão da rede  $V_S$  e a tensão do conversor, e da microrrede,  $V_C$ , o conversor deve, lentamente, variar a fase da tensão imposta de modo a igualá-la com a da tensão da concessionária antes da reconexão. Esta variação deve ser suave para não causar transitórios nos demais conversores da microrrede ou afetar a estabilidade da microrrede.

A Figura 4.16 mostra o diagrama de blocos do algoritmo utilizado para resincronizar a tensão da microrrede com a da concessionária. O algoritmo é o mesmo do MSRF-PLL [40], mas com uma dinâmica muito mais lenta.



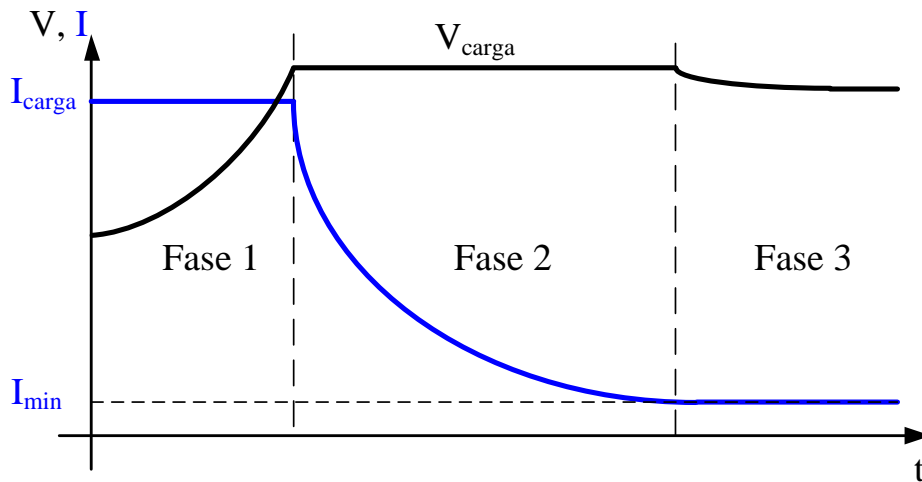


Figura 4.17 - Curva de carga da bateria chumbo ácido VRLA.

Durante a carga da bateria, o conversor é controlado como um retificador ativo PWM [49], e funciona do modo similar ao do sistema de carga do elo CC do filtro híbrido. Este controle é composto de duas partes: um algoritmo que controla as três fases de carga da bateria e outro que garante a qualidade da corrente drenada pelo retificador, ou seja, forma de onda senoidal e fator de potência unitário. O diagrama de blocos com as três estruturas de controle para a carga da bateria está apresentado na Figura 4.18.

O algoritmo principal, que controla a tensão e corrente da bateria, é composto por um laço de controle que regula a tensão  $V_{carga}$ , e um limitador de corrente que limita a corrente  $I_{carga}$  na Fase 1 da carga. O sinal de controle gerado  $V_{ctrl\_CC}$  é multiplicado pelo seno gerado pelo PLL compondo a primeira parcela do sinal de referência do PWM.

O controle da corrente do retificador ativo, para garantir a forma de onda sem harmônicos, utiliza o controlador Proporcional Ressonante, assim como no algoritmo do filtro híbrido [47]. A diferença entre os algoritmos é que no caso do conversor “Ilha” a corrente realimentada é a própria corrente do conversor, uma vez que é ela que deve ser livre de harmônicos. Somando uma parcela de tensão harmônica na saída do conversor ele é capaz de “compensar” as próprias não linearidades e manter a corrente senoidal. Somente os harmônicos de ordem mais baixa precisam ser compensados, assim foram utilizados apenas quatro termos ressonantes para o terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos.

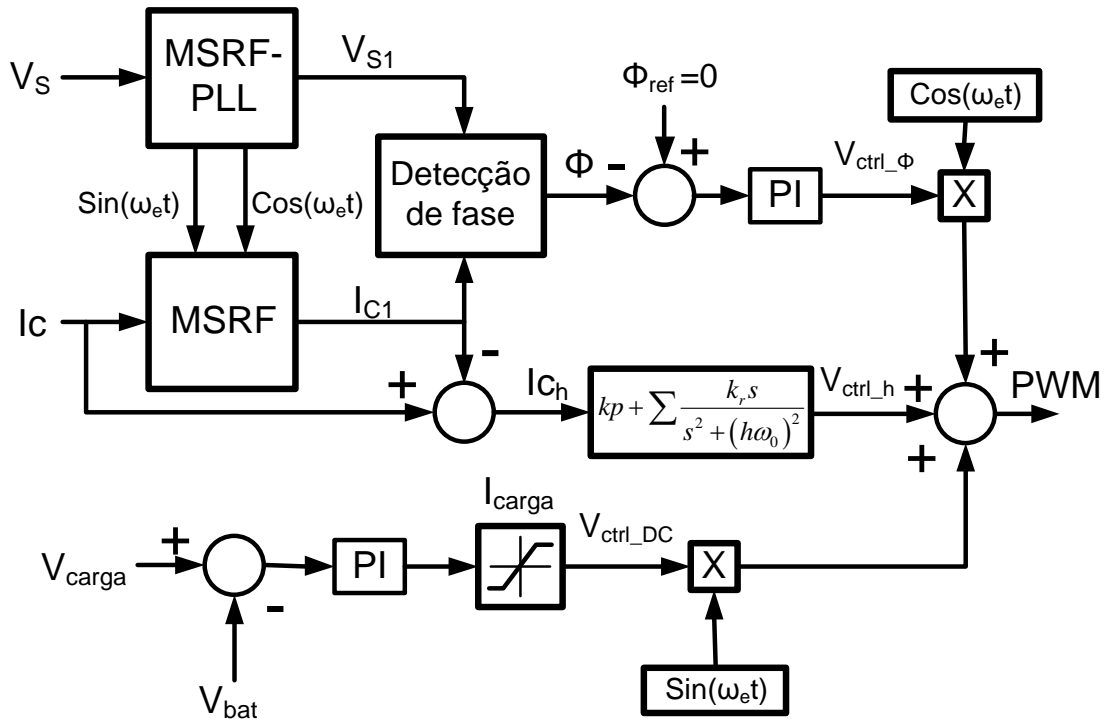


Figura 4.18 - Diagrama de blocos do algoritmo de carga da bateria.

Finalmente uma terceira estrutura de controle isola as componentes fundamentais de tensão ( $V_{S1}$ ) e corrente ( $I_{C1}$ ) através da MSRF e, utilizando um algoritmo de detecção de fase, calcula a diferença de fase  $\Phi$  entre os dois sinais, gerando um sinal de controle  $V_{ctrl\_phi}$  que é multiplicado pelo cosseno vindo do PLL e somado a referência do PWM. A detecção de fase é feita através do cruzamento por zero dos dois sinais envolvidos, uma vez que ambos são perfeitamente senoidais e sem ruídos devido à filtragem na Referência Síncrona. Esta estrutura é semelhante à utilizada em [90] para controle de corrente em um STATCOM.

Como a componente  $V_{ctrl\_phi}$  está em quadratura com a tensão imposta para a carga da bateria  $V_{ctrl\_CC}$ , é possível alterar o ângulo da tensão de saída do conversor  $V_C$ , conforme Figura 4.19, garantindo corrente de carga em fase com a tensão da fonte, ou seja, fator de potência unitário.

Os ganhos utilizados no controlador ressonante foram  $k_p = 0.4$ ,  $k_{r3} = k_{r5} = k_{r9} = 80$ , no PI do controle da tensão da bateria  $k_p = 1$  e  $k_i = 0.1$  e no PI de controle de fase  $k_p = 4$  e  $k_i = 1$ . Os ganhos para esses controladores foram obtidos empiricamente.

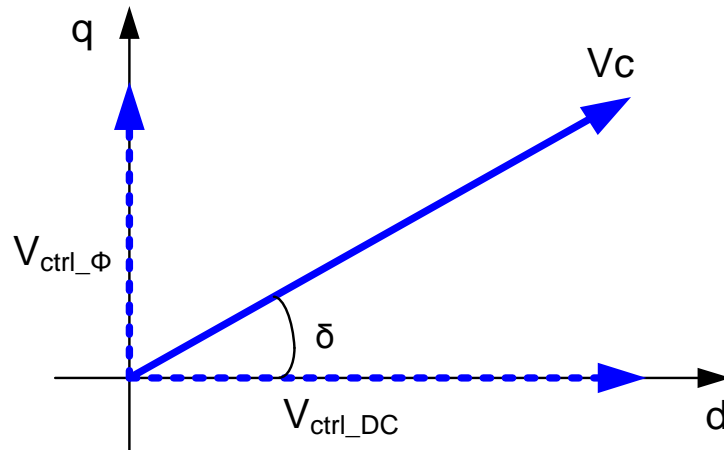


Figura 4.19 - Composição da tensão de saída do conversor na carga da bateria.

### 4.3 Protótipo do Conversor Formador de Rede

Foi montado um protótipo de conversor formador de rede. O equipamento montado no GEPCI foi denominado conversor “Ilha”, já que é responsável por gerenciar uma microrrede com capacidade para operar ilhada. O protótipo é mostrado na Figura 4.20. O equipamento é composto por: um conversor de frequência, 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 contadores para conexão e desconexão com a rede. A Tabela 6 apresenta as especificações dos componentes do protótipo.

Tabela 6 – Especificação do conversor “Ilha”

<b>Especificações Gerais</b>	
<b>Tensão nominal CA</b>	220 V - 60 Hz
<b>Corrente nominal CA</b>	22 A
<b>Potência nominal</b>	5 kVA
<b>Transformador de Acoplamento</b>	
<b>Potência nominal</b>	5 kVA
<b>Relação de transformação</b>	1:9,56 (23 V/220 V)
<b>Conversor</b>	
<b>Topologia</b>	Ponte H monofásica
<b>Dispositivo de chaveamento</b>	IGBT SEMIKRON SKM200GB128D (200A/1200V)
<b>Driver</b>	SEMIKRON SKHI 22A
<b>Frequência de chaveamento</b>	10020 Hz
<b>Capacitor CC</b>	SEMIKRON B43875A5478 (4700 $\mu$ F/450 V)
<b>Banco equivalente CC</b>	6 Unidades. Total: 7050 $\mu$ F/900 V
<b>Filtro LCL</b>	
<b>Indutor 1</b>	Núcleo de ar (37,5 $\mu$ H)
<b>Indutor 2</b>	Núcleo de ferrite (500 $\mu$ H)
<b>Capacitor</b>	Filme de polipropileno metalizado (5 $\mu$ F/220 V <sub>CA RMS</sub> )
<b>Sensores</b>	
<b>Tensão</b>	Efeito Hall LEM LV-25P
<b>Corrente</b>	Efeito Hall LEM LA-205S e LA-125P
<b>Unidade de Controle</b>	
<b>Modelo</b>	DSP TMS320F2812
<b>Frequência de amostragem</b>	40080 Hz
<b>Banco de Baterias</b>	
<b>Tecnologia</b>	Chumbo-ácido selada (VRLA)
<b>Célula</b>	12 V/ 60 Ah
<b>Banco equivalente</b>	8 células. Total: 48 V/ 120 Ah



Figura 4.20 – Visão geral do protótipo do conversor “Ilha”.

A Figura 4.21 mostra a vista traseira do equipamento, onde se pode observar o circuito de potência.

A Figura 4.22 mostra a parte do equipamento onde ficam os sensores de corrente, os contatores para efetuar a conexão e desconexão da microrrede com a concessionária, bornes de conexão com a rede, cargas e banco de baterias e as fontes que alimentam os circuitos eletrônicos.

A Figura 4.23 mostra os circuitos de aquisição e processamento de dados, composto por um circuito de condicionamento, um circuito de drivers e um DSP. A placa de condicionamento de sinais compatibiliza os sinais de leitura dos sensores para entrada no DSP, e a placa de driver compatibiliza os sinais de comando (saída) do DSP com os níveis de tensão do SKHI22A. Há também uma placa de comando que faz o acionamento dos contatores e luzes de sinalização e recebe os sinais do painel de comando frontal.

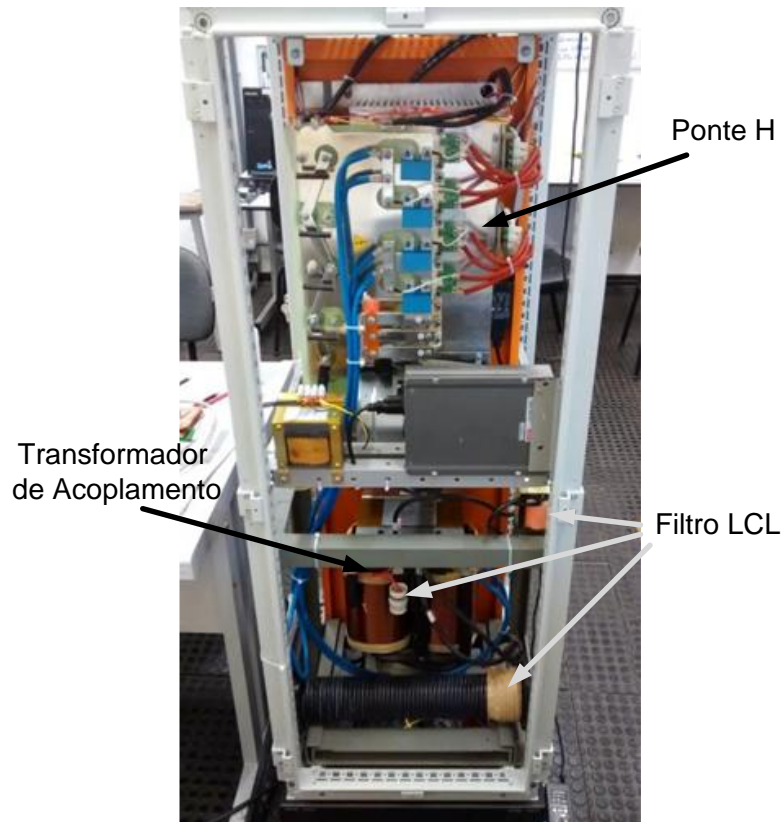


Figura 4.21 – Vista traseira do conversor, circuito de potência.

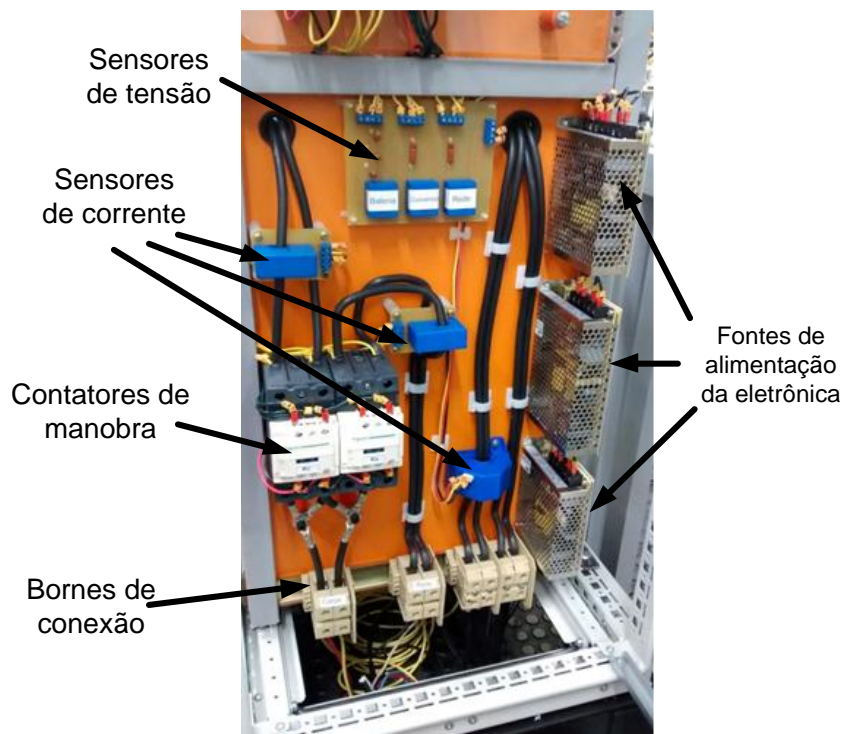


Figura 4.22 - Vista dianteira inferior do filtro.



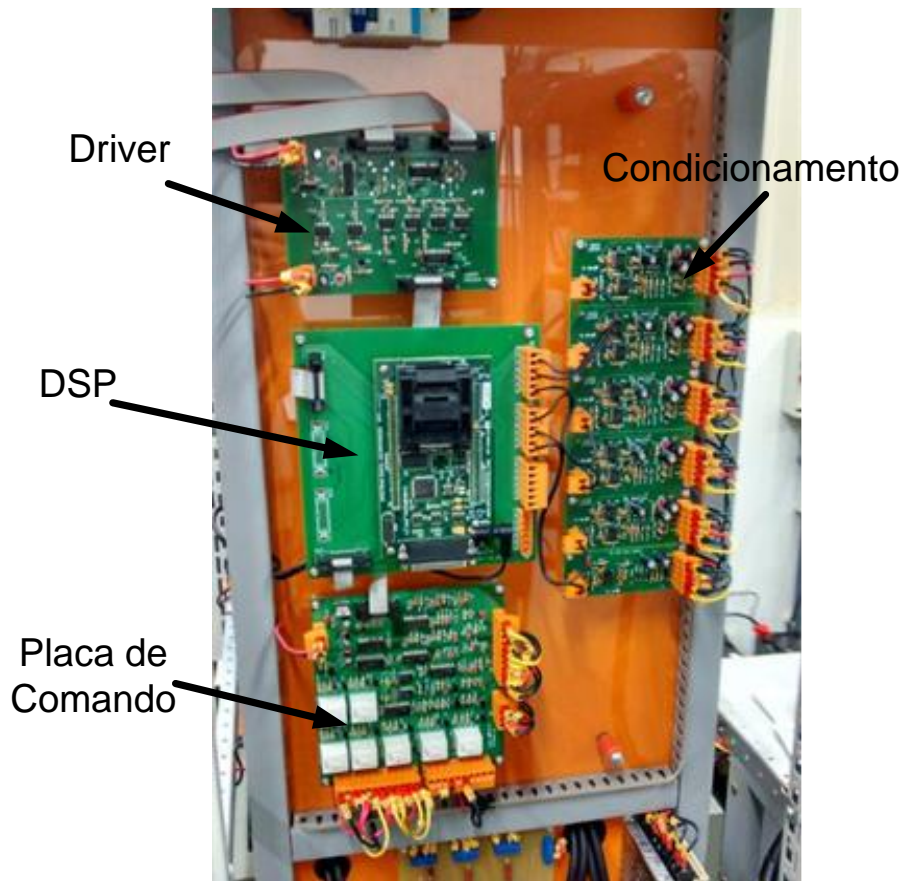


Figura 4.23 – Circuitos de aquisição e processamento de dados.

A Figura 4.24 mostra o banco de baterias utilizado.



Figura 4.24 – Banco de baterias.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR FORMADOR DE REDE

### FORMADOR DE REDE

#### 5.1 Carga da Bateria

Os primeiros resultados práticos mostram o equipamento carregando as baterias. Sempre que conectado a rede o conversor checa o estado da bateria e, se estiver com carga baixa, efetua a curva de carga da mesma até atingir a fase de flutuação ou até o sistema ser desconectado da rede elétrica.

A seguir são apresentadas algumas medidas efetuadas no conversor durante a carga da bateria. A Figura 5.1 mostra as formas de onda de tensão e corrente na rede durante a carga. Note que a forma de onda da corrente é senoidal, com um THD de 2,5 %, conforme visto no espectro harmônico da Figura 5.2, e que o fator de potência é unitário, Figura 5.3.

Os resultados experimentais apresentados foram obtidos com o osciloscópio TEKTRONIX® TPS2024 e com o analisador de qualidade de energia FLUKE® 435.

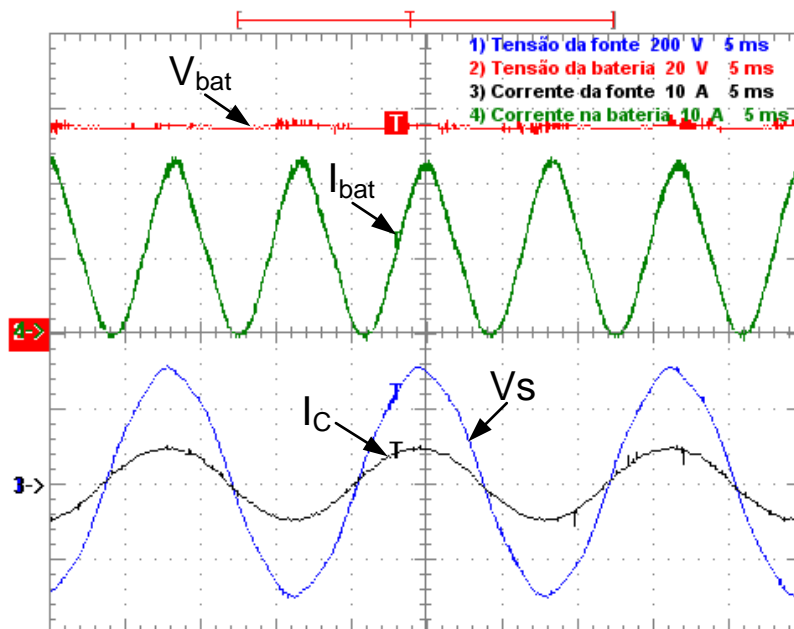


Figura 5.1 - Tensões e correntes durante carga da bateria.

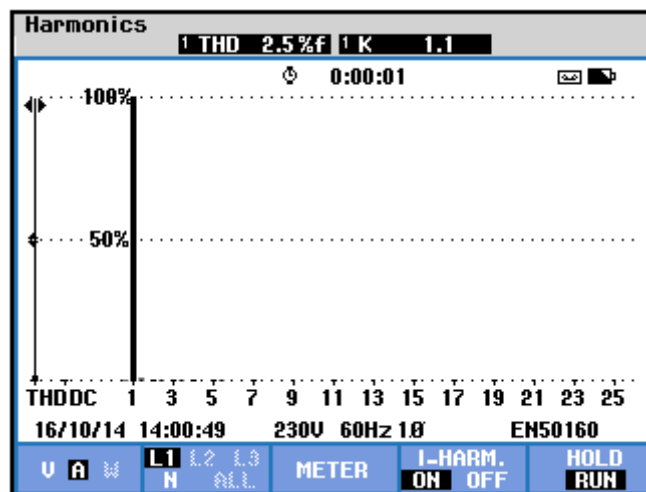


Figura 5.2 - Espectro harmônico da corrente CA de carga da bateria.

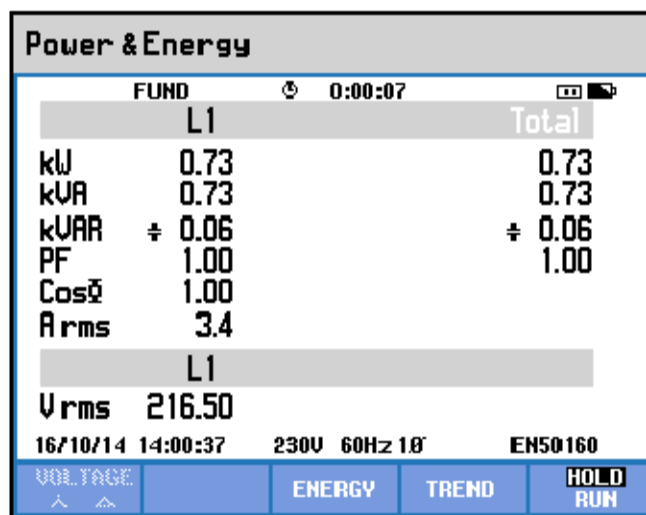


Figura 5.3 – Potência no conversor durante carga da bateria.

## 5.2 Desconexão e Reconexão da Rede

Os próximos testes demonstram a capacidade de desconexão da concessionária em caso de falta da tensão e o processo de sincronismo e reconexão à rede quando a tensão é restabelecida.

A Figura 5.4 apresenta a transição do modo conectado ao modo ilhado no momento em que a tensão da concessionária vai a zero devido à abertura de um disjuntor no ponto de acoplamento comum.

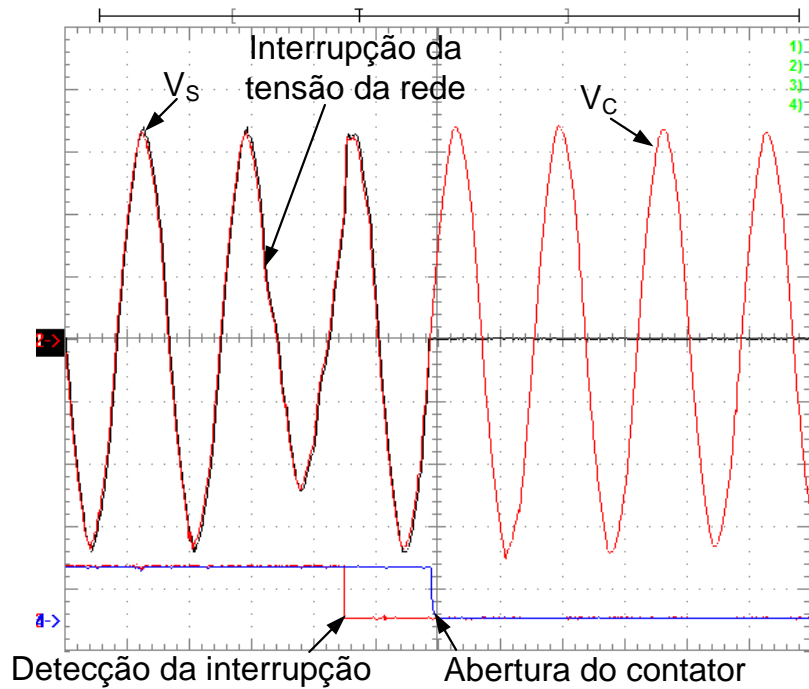


Figura 5.4 – Desconexão da rede em caso de interrupção.

O tempo entre a ocorrência da interrupção e detecção da mesma fica em torno de meio ciclo da fundamental. O contator que faz a conexão da microrrede com a concessionária leva mais um ciclo para abrir. Assim o tempo total de transição do modo conectado para o modo ilhado é de 1,5 ciclos da fundamental. A transição é rápida o suficiente para que a tensão não caia a zero na microrrede, garantindo que não haja interrupção no suprimento de energia para as cargas da microrrede.

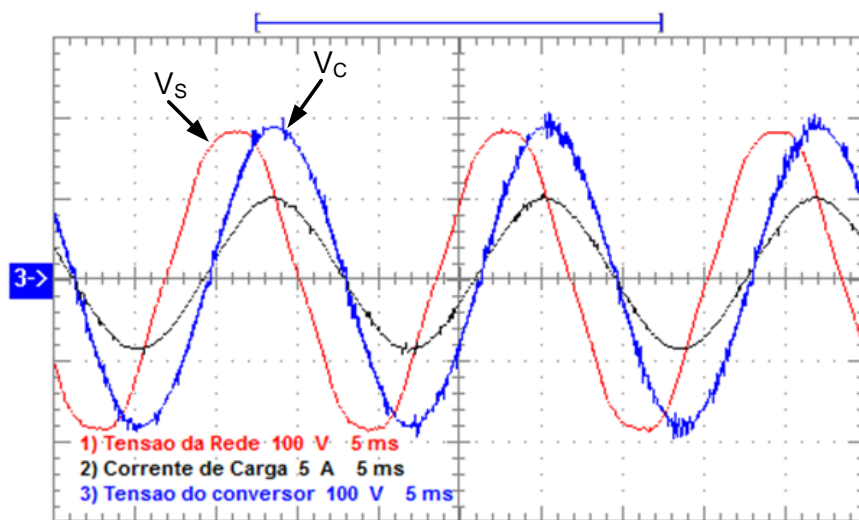


Figura 5.5 - Diferença de fase entre  $V_s$  e  $V_c$  no momento de retorno da rede.

A Figura 5.5 mostra as tensões da rede  $V_S$  e da microrrede  $V_C$  durante operação em modo ilhado, juntamente com a corrente drenada do conversor por uma carga resistiva. Neste caso, apesar da tensão  $V_S$  ter frequência e amplitude adequadas para uma reconexão é necessário realizar o sincronismo das tensões antes do fechamento da chave. O conversor então varia a fase da tensão imposta lentamente até que  $V_C$  esteja em fase com  $V_S$ , conforme Figura 5.6.

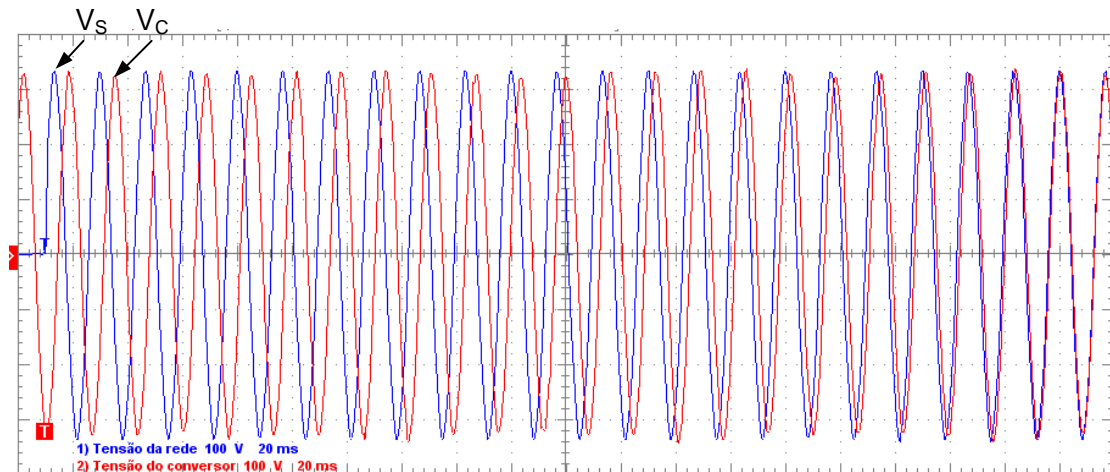


Figura 5.6 – Retorno da tensão da rede e ressyncronismo da microrrede.

Uma vez que as tensões estão sincronizadas ocorre a reconexão da microrrede ao grid de forma suave e sem transitórios como pode ser visto na Figura 5.7.

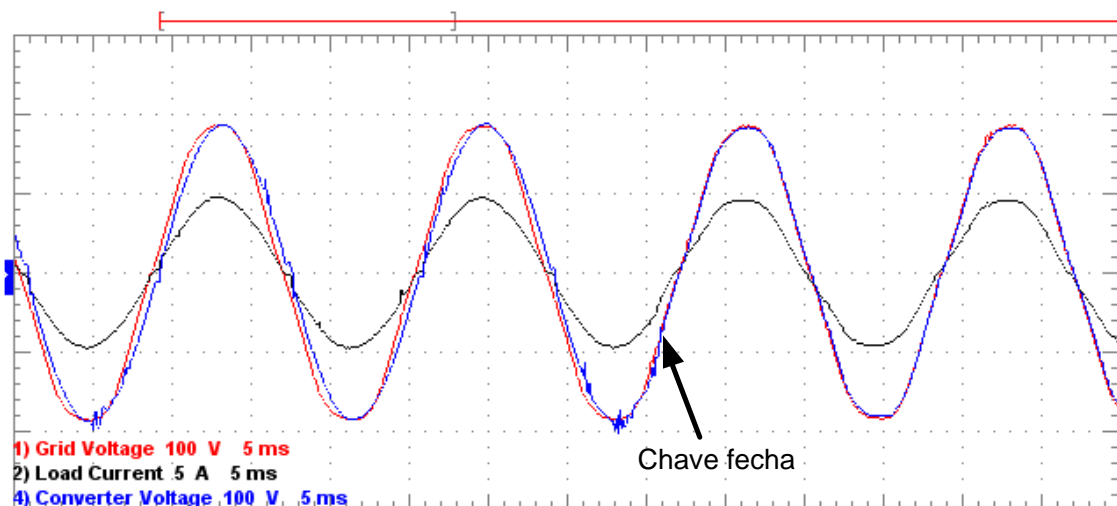


Figura 5.7 – Momento do fechamento da chave da rede.

## 5.3 Modo Ilhado

### 5.3.1 Conversor Operando à Vazio

Quando em modo ilhado o conversor passa a definir a tensão na microrrede. A Figura 5.8 mostra a tensão de saída do conversor a vazio, ou seja, em modo ilhado, mas sem carga. A frequência é mantida em 60 Hz e a amplitude regulada em 220 V<sub>RMS</sub>.

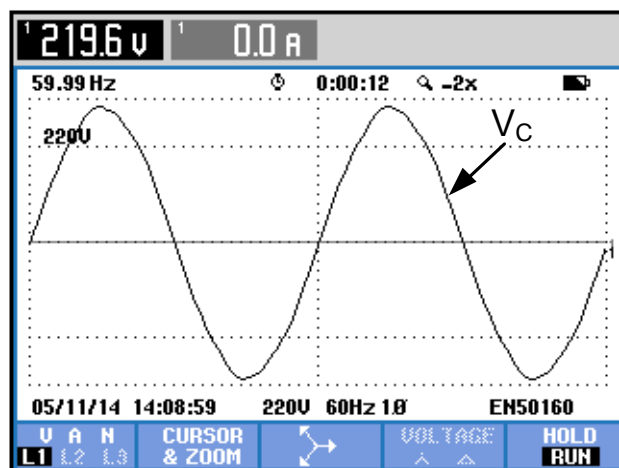


Figura 5.8 – Tensão do conversor em modo ilhado sem carga.

A Figura 5.9 mostra o espectro harmônico da tensão do conversor, que apresenta uma onda com baixa distorção harmônica e THD de 1,5 %.

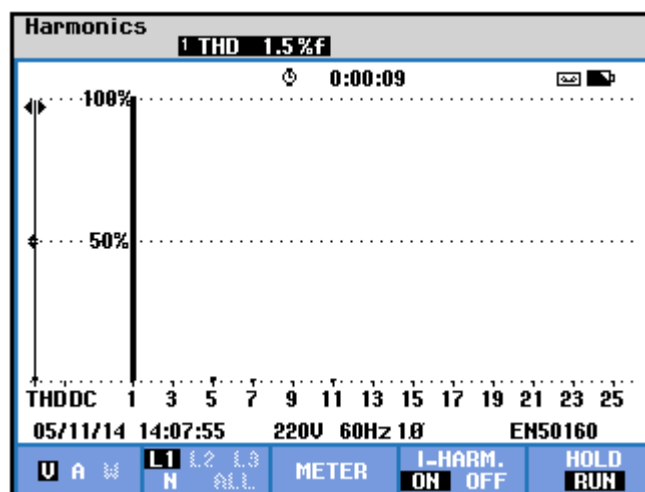


Figura 5.9 – Espectro harmônico da tensão do conversor a vazio.

### 5.3.2 Conversor Alimentando Carga Puramente Resistiva

A Figura 5.10 mostra as formas de onda de tensão e corrente do conversor alimentando uma carga puramente resistiva de aproximadamente 2,3 kW, conforme mostrado na Figura 5.11. Note que a tensão permanece regulada em 220 V apresentando baixa distorção harmônica, Figura 5.12.

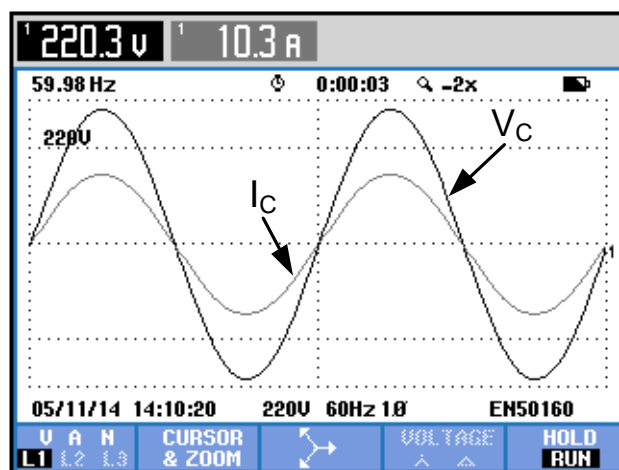


Figura 5.10 – Formas de onda de tensão e corrente com carga resistiva.

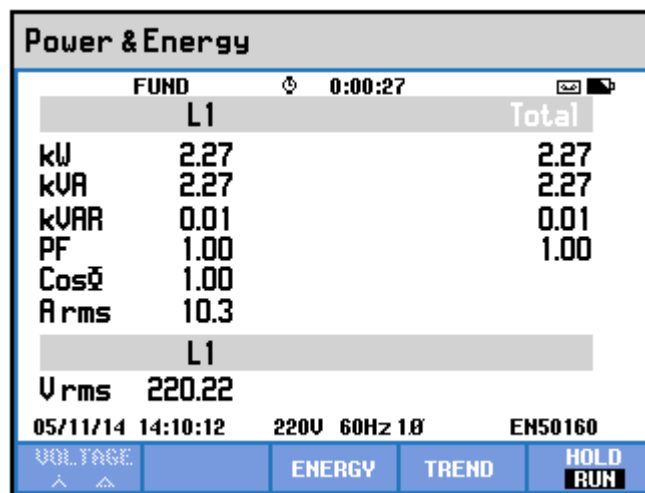


Figura 5.11 – Potência da carga puramente resistiva.

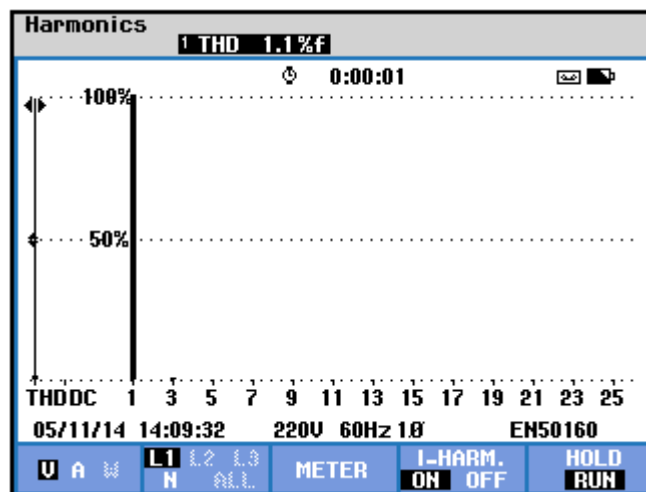


Figura 5.12 – Espectro harmônico da tensão do conversor alimentando carga puramente resistiva.

A Figura 5.13 mostra as formas de onda de tensão e corrente do conversor alimentando uma carga com sua potência nominal, isto é, 5 kW. A amplitude, frequência e forma de onda da tensão permanecem reguladas. A Figura 5.14 mostra a potência da carga.

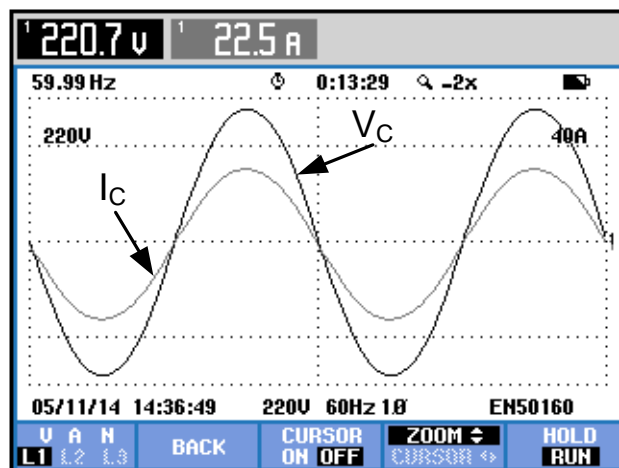


Figura 5.13 – Formas de onda de tensão e corrente com carga resistiva nominal.



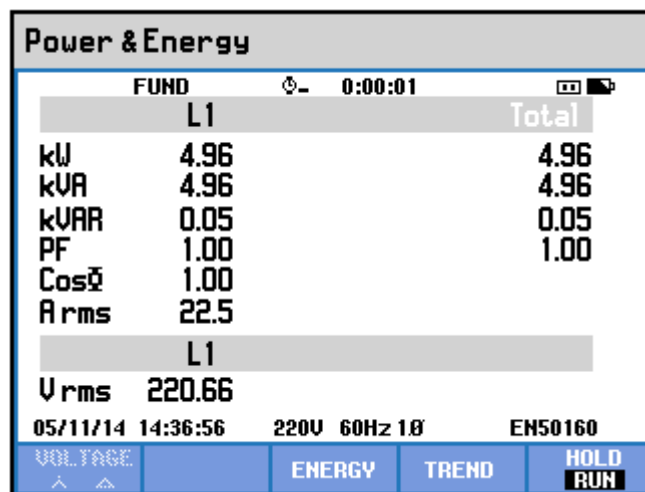


Figura 5.14 – Potência da carga resistiva nominal.

### 5.3.3 Conversor Alimentando Carga Resistiva Indutiva

Os próximos resultados mostram o conversor alimentando uma carga RL com fator de potência de 0,78. A Figura 5.15 mostra as formas de onda de tensão e corrente e a Figura 5.16 mostra a potência da carga.

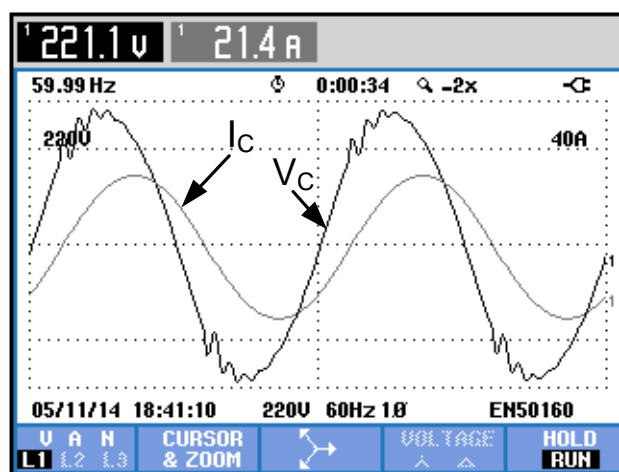


Figura 5.15 – Formas de Onda de tensão e corrente com carga RL.

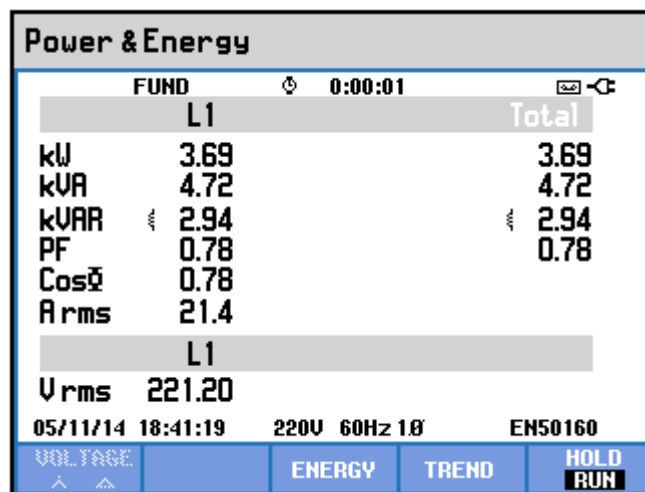


Figura 5.16 – Potência da carga RL.

Durante os ensaios notou-se que, como visto na Figura 5.15, a forma de onda de tensão apresenta distorção de alta frequência no instante que a corrente de carga passa pelo zero, quando alimenta uma carga indutiva. Isto ocorre devido a uma ressonância existente no circuito LCL do filtro de saída do conversor. Estes filtros apresentam melhor capacidade de filtragem do que um filtro puramente L, mas a presença do capacitor adiciona um ponto de ressonância ao circuito. No caso da alimentação da carga RL, esta frequência de ressonância foi excitada devido ao algoritmo de compensação de *dead-time*, que adiciona um pequeno “degrau” de tensão na referência do conversor no ponto de cruzamento de zero da corrente (conforme explicado na seção 4.2.6). Com carga resistiva essa transição ocorre no zero da tensão e não causa oscilações na tensão do conversor. A Figura 5.17 mostra o espectro harmônico da tensão do conversor, pode-se ver a frequência de ressonância nas proximidades do 17º e 19º harmônico. Para reduzir este tipo de oscilações pode-se aumentar o resistor de amortecimento do filtro LCL, no entanto, se esta resistência tiver um valor elevado, a capacidade de filtragem do chaveamento fica comprometida.

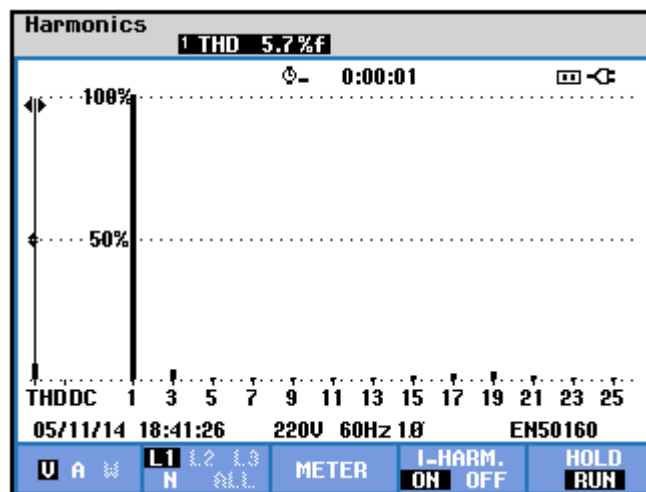


Figura 5.17 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga RL.

A Figura 5.18 mostra o espectro harmônico da corrente. As componentes de ressonância não aparecem na corrente da carga uma vez que a indutância atenua estas componentes na corrente.

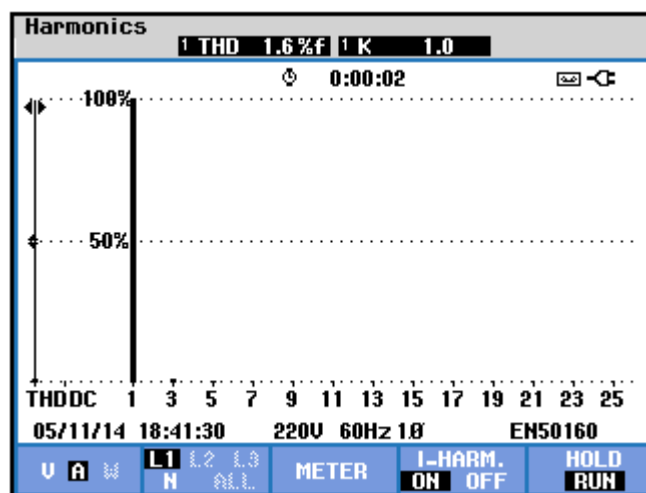
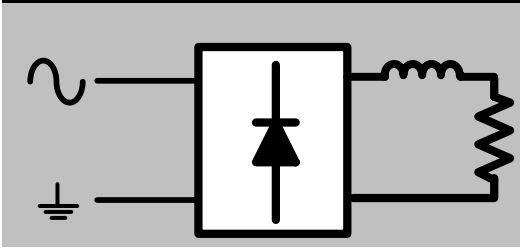
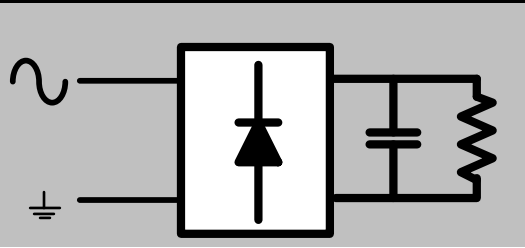


Figura 5.18 – Espectro harmônico da corrente da carga RL.

### 5.3.4 Conversor Alimentando Carga não Linear

Esta seção mostra os resultados do conversor alimentando duas cargas não lineares descritas na Tabela 7.

Tabela 7 – Cargas de teste

Carga 1	Carga 2
	
Carga não linear tipo fonte de corrente	Carga não linear tipo fonte de tensão
Retificador controlado monofásico com indutor de alisamento	Retificador monofásico a diodos com filtro capacitivo
$R = 20 \Omega$ , $L = 400 \text{ mH}$	$R = 80 \Omega$ , $C = 4500 \mu\text{F}$
220 V fase-fase	220 V fase-fase

A Figura 5.19 mostra as formas de onda de tensão e corrente do conversor alimentando a carga 1, do tipo fonte de corrente.

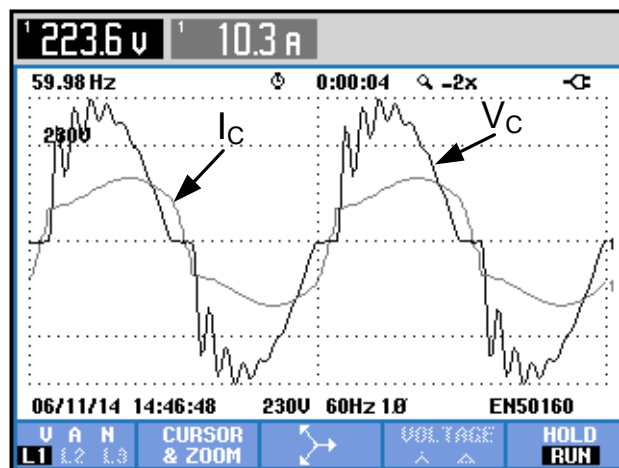


Figura 5.19 – Formas de onda de tensão e corrente com carga não linear tipo fonte de corrente.

A corrente da carga tipo fonte de corrente causa grandes distorções na tensão de saída do conversor. A presença de diversas componentes harmônicas, Figura 5.20, excita as ressonâncias paralelas do filtro da saída do conversor, causando amplificação de tensões harmônicas, Figura 5.21. Além do mais, a comutação dos diodos da ponte retificadora causa grampeamento da tensão terminal em zero durante um longo período, uma vez que a impedância de saída do conversor é elevada devido aos indutores de filtro.

A deterioração da tensão do conversor em modo ilhado é um grande problema, uma vez que esta tensão será utilizada como referência para os demais conversores alimentadores de rede que possam estar conectados na microrrede. Uma tensão distorcida pode afetar o funcionamento dos sistemas de controle dos conversores prejudicando a injeção de potência na microrrede por esses conversores, além de afetar negativamente as cargas da microrrede.

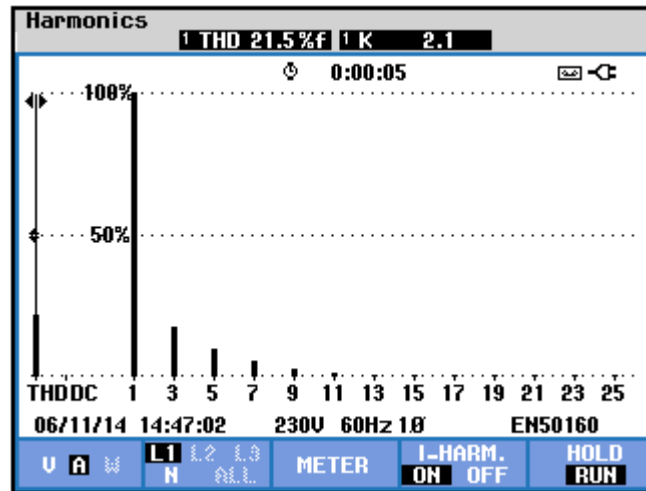


Figura 5.20 – Espectro harmônico de corrente da carga 1.

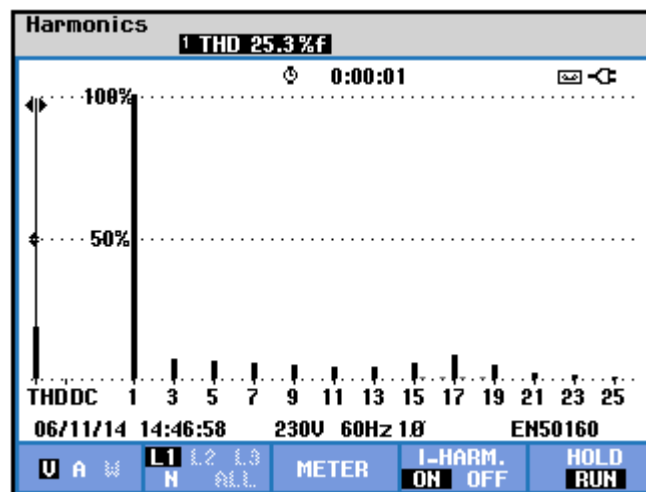


Figura 5.21 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga 1.

Note a frequência de ressonância em torno do 17º harmônico, causando aumento significativo do THD da tensão terminal do conversor. A Figura 5.22 mostra a potência da carga 1.

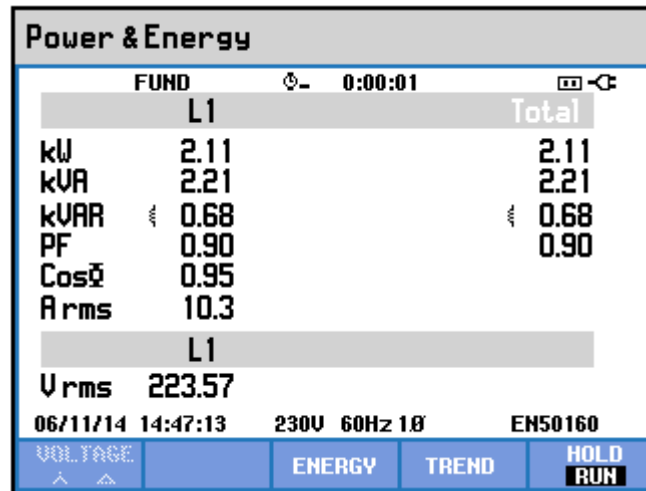


Figura 5.22 – Potência da carga 1.

A Figura 5.23 mostra as formas de onda de tensão e corrente do conversor alimentando a carga 2 da Tabela 7, que é do tipo fonte de tensão.

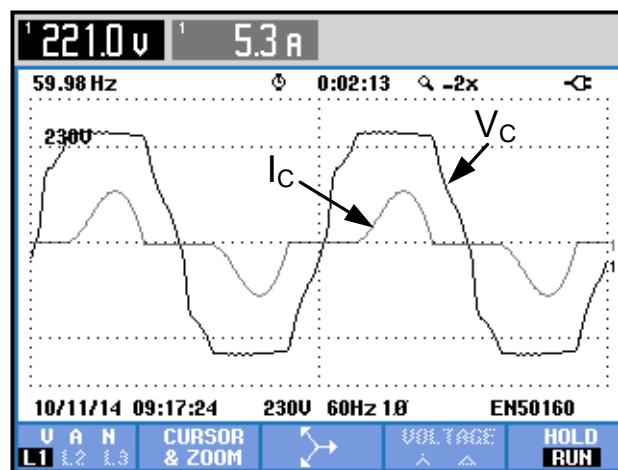


Figura 5.23 - Formas de onda de tensão e corrente com carga não linear tipo fonte de tensão.

Este tipo de carga também causa grandes distorções na tensão terminal do conversor, no entanto esta distorção tem características diferentes da causada pela carga 1. O funcionamento da ponte retificadora causa uma distorção característica na forma de onda da tensão terminal da carga. Enquanto os diodos estão em condução, a tensão terminal é a própria tensão CC do capacitor, o que causa um “grampeamento” na tensão terminal próxima aos picos como pode ser visto na Figura 5.23. Esta característica causa uma grande queda de tensão harmônica no indutor de saída do conversor. No entanto, esta carga não excita as ressonâncias em frequências mais altas como a carga tipo fonte de corrente, apresentando componentes harmônicas de baixa frequência, principalmente

de terceira ordem. O espectro da corrente de carga pode ser visto na Figura 5.24. A Figura 5.25 apresenta o espectro da tensão terminal, mostrando a distorção causada pela corrente de carga e, por fim, a Figura 5.26 mostra a potência da carga 2.

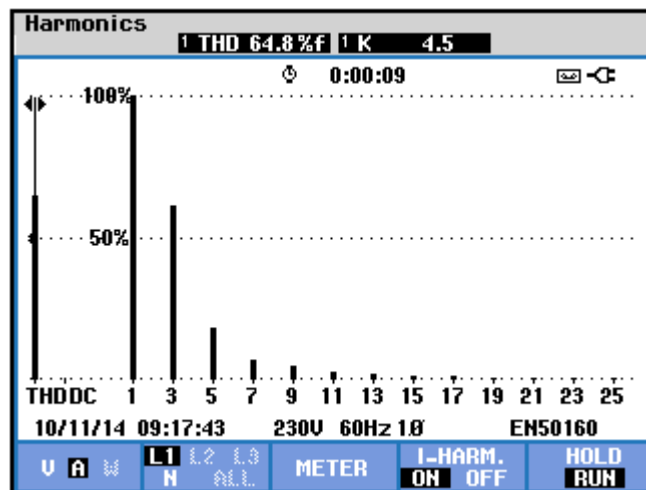


Figura 5.24 – Espectro harmônico de corrente da carga 2.

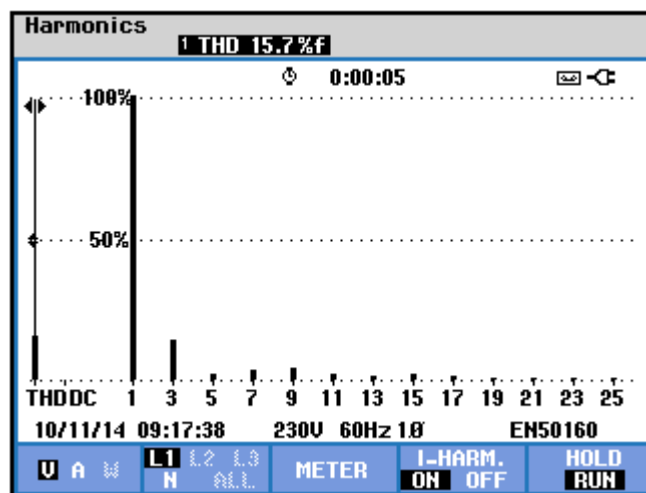


Figura 5.25 – Espectro harmônico da tensão do conversor com carga 2.

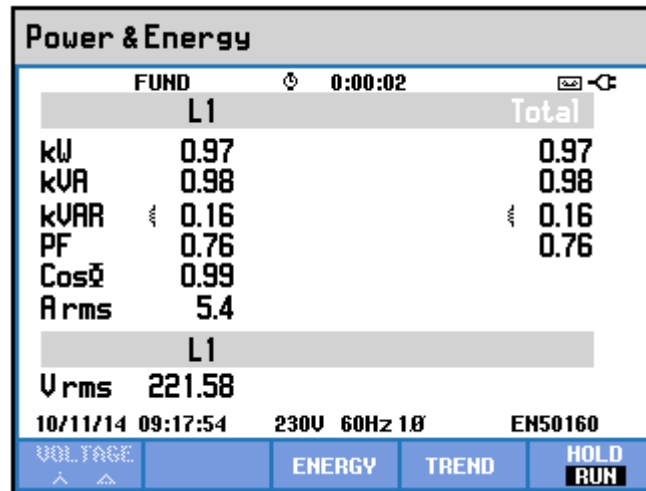


Figura 5.26 – Potência da carga 2.

Observando os resultados obtidos com as duas cargas não lineares, vemos que as microrredes operando de maneira isolada podem apresentar sérios problemas na qualidade da tensão, uma vez que são sistemas muito mais fracos se comparados ao sistema interligado. Também apresentam impedâncias mais críticas, com pontos de ressonância facilmente excitados. A baixa qualidade da tensão na microrrede pode causar problemas às cargas alimentadas pela microrrede ou aos demais conversores que operam injetando potência nesta rede.

O problema pode ser minimizado de duas maneiras:

- 1) Alteração do controle do conversor formador de rede, uma vez que é ele que define o perfil da tensão dentro da microrrede ilhada. O conversor implementado no GEPCI trabalha com controle em malha fechada da amplitude da tensão de saída, mas realiza um controle em malha aberta da forma de onda de saída, corrigindo apenas o efeito do dead-time. É possível implementar algoritmos para garantir a forma de onda senoidal na tensão terminal do barramento da microrrede. Algoritmos de amortecimento ativo podem atenuar as ressonâncias em altas frequências [91] e controladores harmônicos podem garantir a atenuação dos harmônicos de baixa frequência. Esta solução apresenta a vantagem de não exigir a adição de outro conversor ao sistema, no entanto, necessita da alteração do algoritmo de controle do conversor, o que pode ser viável durante o desenvolvimento de um equipamento, mas pode não ser possível se forem utilizados conversores comerciais que não realizam esta compensação, como o caso do SMA Sunny Island [92][93]. Além do mais, as correntes harmônicas vão continuar circulando já que só a tensão terminal será corrigida.



2) Compensação da tensão do barramento da microrrede utilizando outro conversor, como um filtro ativo. A adição de outro conversor pode ser viável em sistemas de maior potência e quando são utilizadas soluções comerciais prontas, não havendo então necessidade da alteração do funcionamento de nenhum conversor da microrrede. A utilização de um filtro híbrido é uma opção interessante, pois permite mitigação das corrente harmônicas do sistema, reduzindo a distorção da tensão terminal e eliminando ressonâncias. Além do mais, apresenta capacidade de compensação de potência reativa e custo reduzido em relação a um filtro ativo convencional.

Neste trabalho propõe-se analisar o desempenho de um filtro híbrido como compensador harmônico em uma microrrede de modo a melhorar a qualidade da energia na mesma, e mostrando que a sua aplicação leva o sistema a se comportar como um barramento *quasi-infinito*. Os resultados obtidos e as análises pertinentes encontram-se no capítulo seguinte.

## 6 FORMAÇÃO DE UM BARRAMENTO QUASI-INFINITO

Este capítulo mostra os resultados da aplicação do filtro híbrido para melhoria da qualidade de energia em uma microrrede isolada constituída pelo conversor formador de rede desenvolvido e as duas cargas não lineares da Tabela 7. A Figura 6.1 mostra o arranjo da microrrede montada para realização dos testes.

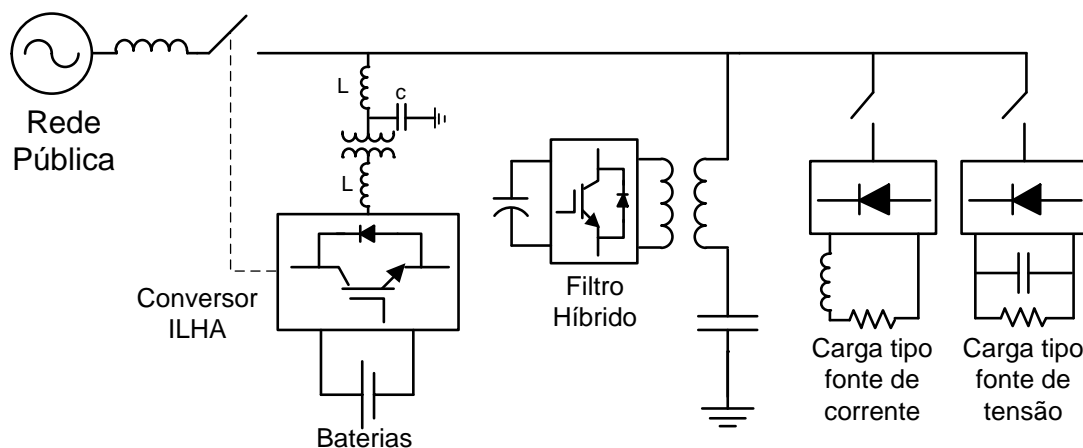


Figura 6.1 – Topologia da microrrede montada.

### 6.1 Carga Tipo Fonte de Corrente

#### 6.1.1 Filtro Conectado sem Compensação Ativa

Primeiramente são apresentados os resultados do conversor “Ilha” alimentando a carga tipo fonte de corrente com a inserção do filtro híbrido em paralelo no sistema, mas sem realizar qualquer tipo de compensação ativa, o que na prática significa apenas a adição um banco de capacitores. Para estes experimentos o filtro híbrido foi configurado com um banco de  $68,5 \mu\text{F}$ .

O banco de capacitores altera a impedância equivalente do sistema, deslocando as frequências de ressonância, de modo que a ressonância que causava distorção na tensão na Figura 5.19, em torno do 17º harmônico, não ocorre mais.

A Figura 6.2 mostra as formas de onda de tensão e corrente na fonte com a carga ligada e o filtro híbrido conectado.

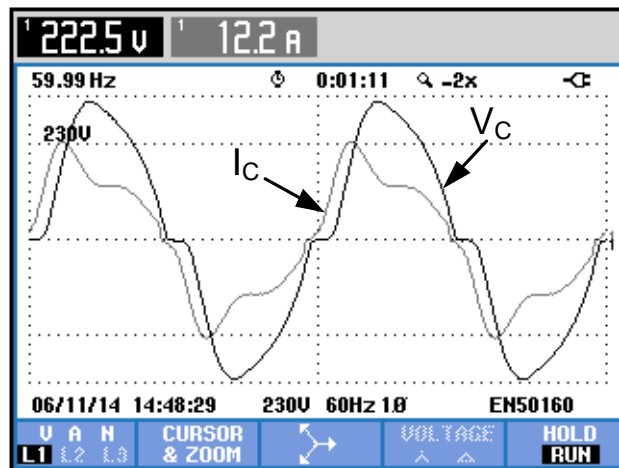


Figura 6.2 – Formas de onda da tensão e corrente da fonte com a carga 1 e filtro híbrido conectado.

A Figura 6.3 mostra o espectro harmônico da corrente na fonte. Enquanto a Figura 6.4 apresenta o espectro harmônico da tensão na fonte, onde se pode observar que não há mais componentes significativas em torno do 17º harmônico.

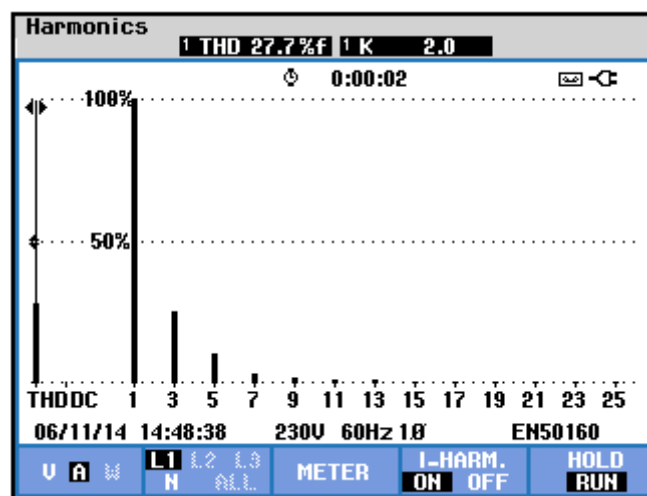


Figura 6.3 – Espectro harmônico da corrente da fonte com carga 1 e filtro híbrido conectado.

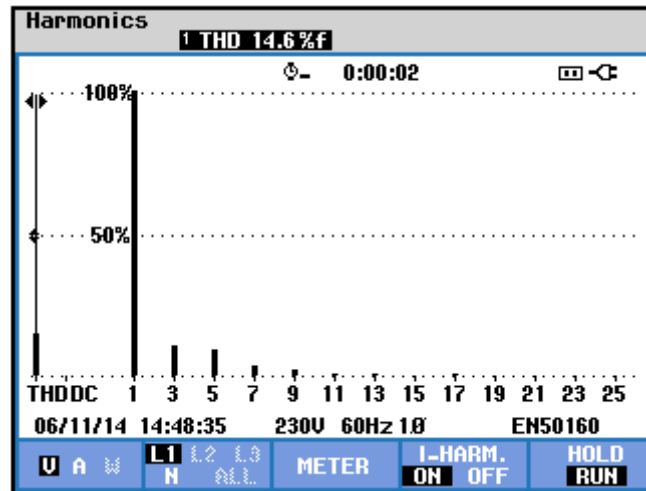


Figura 6.4 – Espectro harmônico da tensão com carga 1 e filtro híbrido conectado.

A Figura 6.5 mostra as potências do sistema nesta condição.

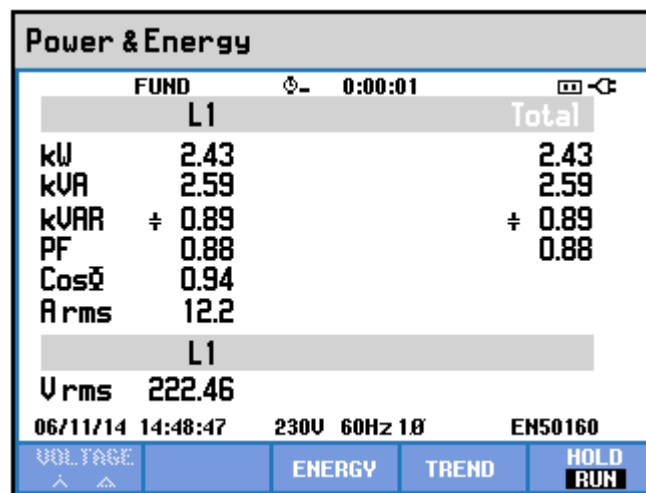


Figura 6.5 – Potência na fonte com carga 1 e filtro híbrido conectado.

Na Figura 6.6 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na carga. Note que o banco de capacitores do filtro representa realmente uma redução na impedância equivalente do sistema, o que pode ser observado pela variação no ângulo de comutação que era de aproximadamente  $29^\circ$  sem o banco (Figura 5.19) e passa a ser de aproximadamente  $20^\circ$  com o banco.

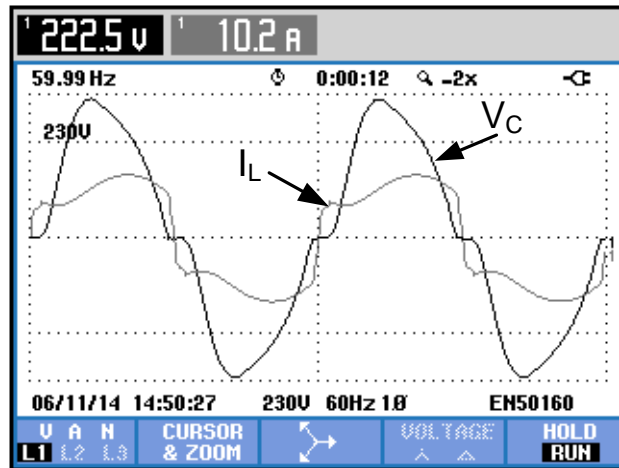


Figura 6.6 – Formas de onda de tensão e corrente da carga 1 com filtro híbrido conectado.

Por outro lado, a redução do ângulo de comutação representa um aumento na distorção harmônica da corrente de carga, uma vez que se aproxima um pouco mais de uma “onda quadrada ideal”. Pode-se ver o aumento da distorção no espectro da Figura 6.7, em que o THD é de 32,1%, em comparação com 21,5% antes da conexão do banco do filtro Figura 5.20.

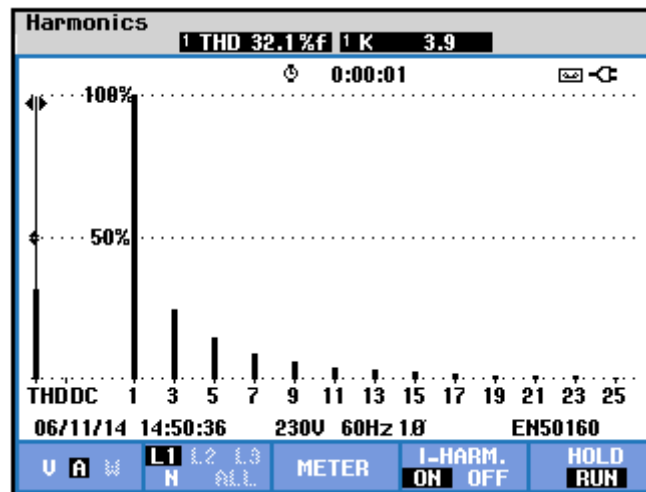


Figura 6.7 – Espectro harmônico da corrente da carga 1 com filtro conectado.

A Figura 6.8 mostra a potência da componente fundamental da carga após a adição do banco. Note que a potência ativa fundamental continua a mesma que a da Figura 5.22 (sem conexão do banco), no entanto a potência reativa fundamental é reduzida de 680 var para 340 var.

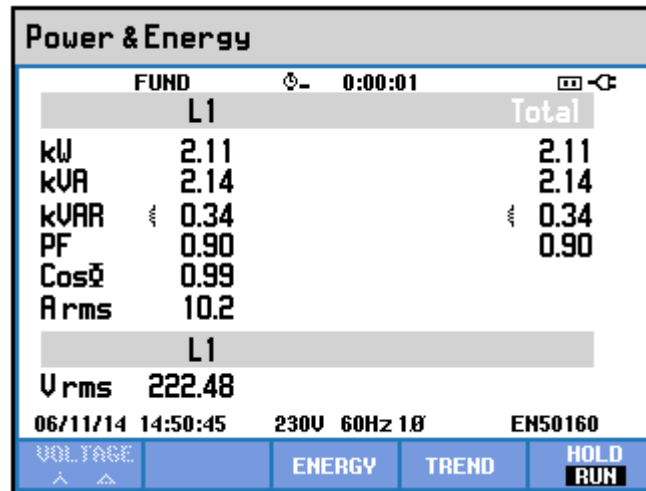


Figura 6.8 – Potência da carga 1 com filtro conectado.

### 6.1.2 Filtro Conectado com Compensação Ativa

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos com o conversor “Ilha” alimentando a carga tipo fonte de corrente (carga 1) e com o filtro híbrido realizando a compensação ativa dos harmônicos de corrente. Na Figura 6.9 estão mostradas as formas de onda da tensão e corrente na fonte com compensação ativa. A corrente apresenta-se puramente senoidal, pois os principais harmônicos da carga fluem agora pelo filtro. Além do mais, a tensão terminal do conversor passa a ser também senoidal uma vez que as ressonâncias que antes ocorriam são completamente amortecidas. A Figura 6.10 mostra o espectro harmônico da corrente, enquanto a Figura 6.11 apresenta o espectro harmônico da tensão. A Figura 6.12 mostra a potência fundamental consumida pela carga mais filtro com compensação ativa.

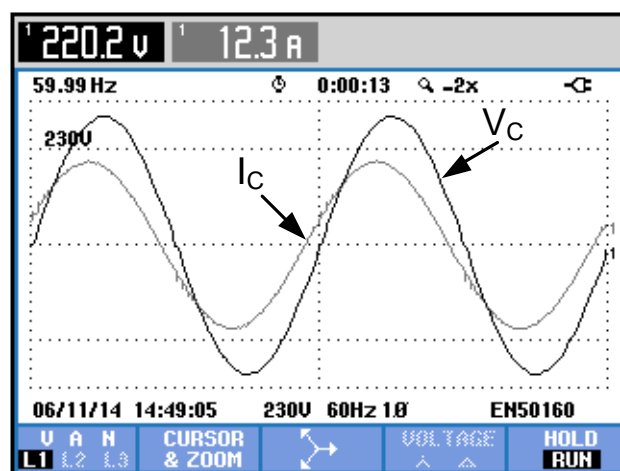


Figura 6.9 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte durante compensação ativa.

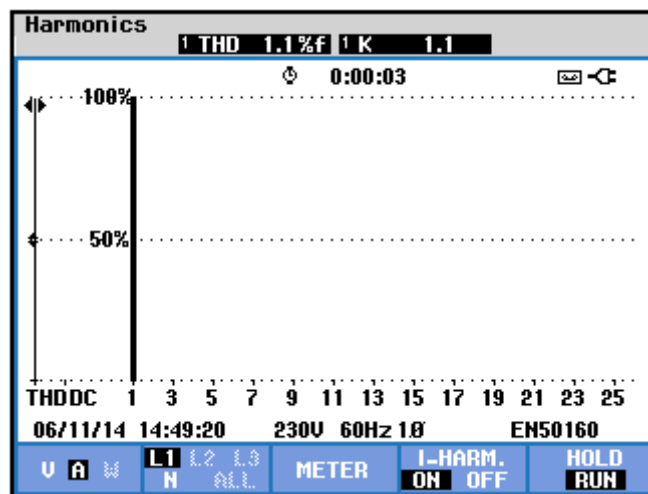


Figura 6.10 – Espectro harmônico da corrente da fonte com compensação ativa.

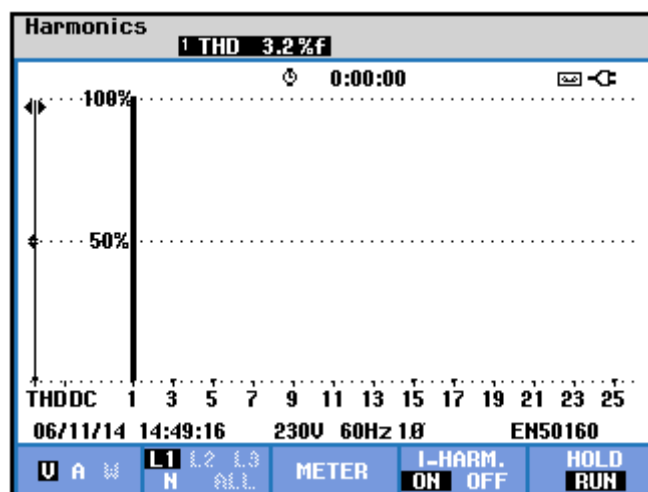


Figura 6.11 – Espectro harmônico da tensão da fonte com compensação ativa da corrente.

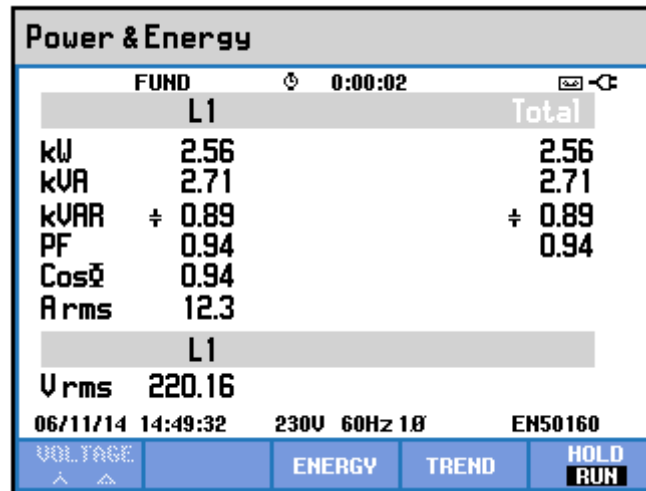


Figura 6.12 – Potência na fonte durante compensação ativa.

Um fato que pode ser observado é que a compensação harmônica melhora a regulação da tensão de saída do conversor. Isto ocorre porque o controlador regula a componente fundamental de tensão em 220 V<sub>RMS</sub> e não o valor RMS total. Assim, se houver adição de alguma distorção de tensão causada por ressonâncias, comutação dos diodos, dead-time, etc. a tensão de saída tende a se estabilizar um pouco acima do valor nominal (220 V<sub>RMS</sub> fundamental mais algumas componentes harmônicas), conforme resultados da seção 5.3.4.

A Figura 6.13 mostra a tensão do conversor e a corrente da carga CSI.

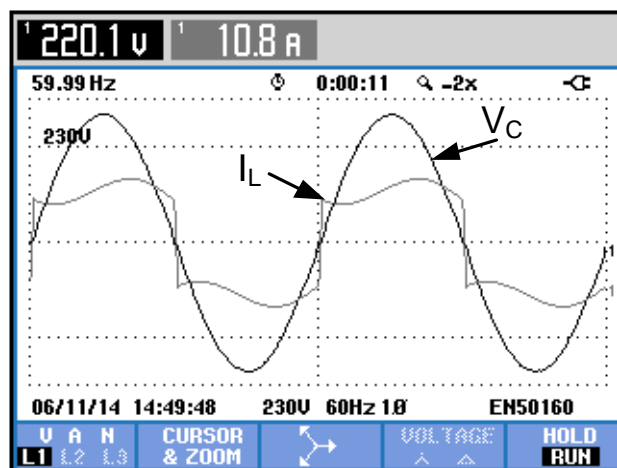


Figura 6.13 – Corrente da carga 1 durante compensação ativa.

Note que o ângulo de comutação é reduzido a praticamente zero. Isto ocorre porque este ângulo depende da indutância da fonte e quanto for menor a indutância



menor será o ângulo. Para um retificador monofásico de onda completa o ângulo de comutação é dado pela equação (40) [94].

$$\cos \mu = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{V_{max}} \quad (40)$$

Onde  $\mu$  é o ângulo de comutação,  $\omega$  é a frequência em [rad/s],  $L_s$  é a indutância da fonte,  $I_d$  é a corrente média no lado CC do retificador e  $V_{max}$  é o valor de pico da tensão da fonte.

O filtro ativo híbrido cria um curto circuito para as frequências harmônicas, em paralelo com a impedância da fonte (Figura 6.14 (a) e (b)), de modo que passa a existir um caminho de baixa impedância no circuito possibilitando que a comutação dos diodos ocorra de forma quase instantânea, reduzindo drasticamente o ângulo  $\mu$  e aproximando seu funcionamento ao de um retificador quase ideal (impedância da fonte  $L_s$  nula) (Figura 6.14 (d)).

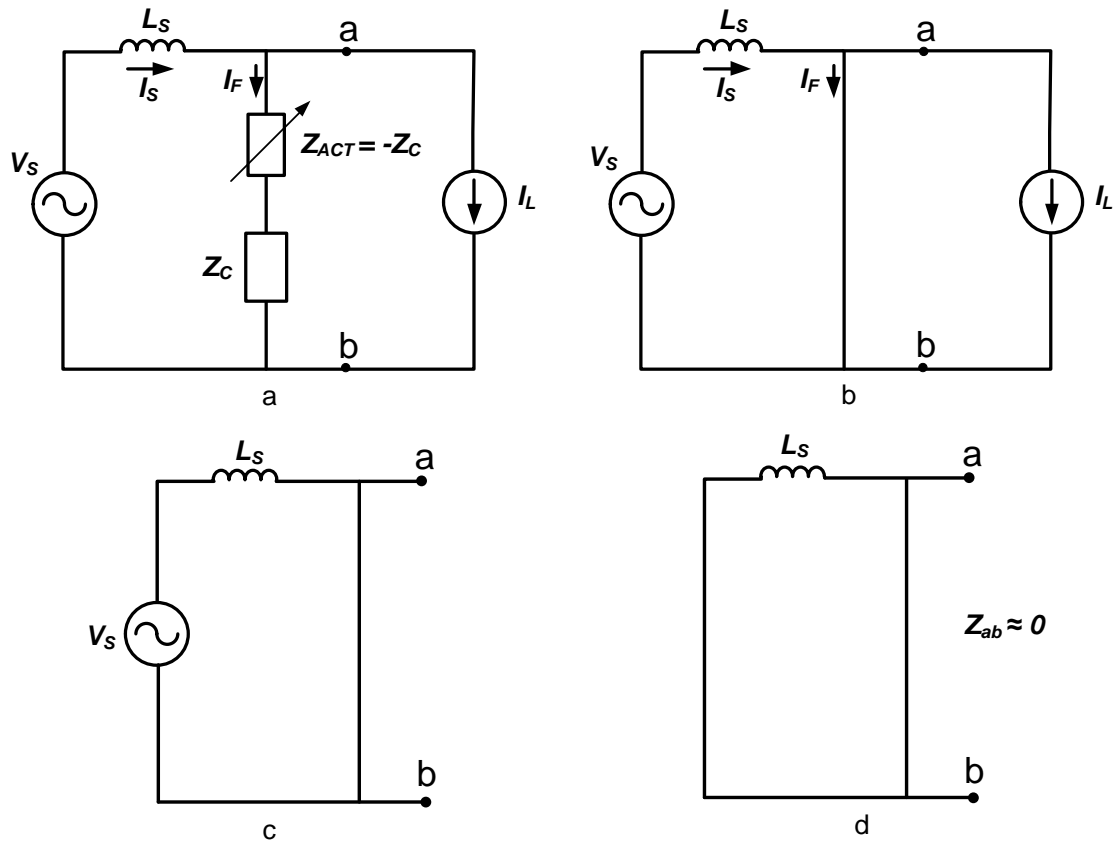


Figura 6.14 – (a) Circuito equivalente do sistema da microrrede com carga tipo fonte de corrente e filtro híbrido. (b) Filtro híbrido como curto circuito harmônico. (c) Impedância equivalente do ponto de vista a-b da carga. (d) Circuito equivalente Thevenin.

A Figura 6.15 mostra o espectro harmônico da corrente de carga, com um THD de 35,9 %, maior do que sem o filtro (21,5 %) ou sem a compensação ativa (32,1 %) mostrando que a corrente se aproxima cada vez mais da onda de um retificador ideal.

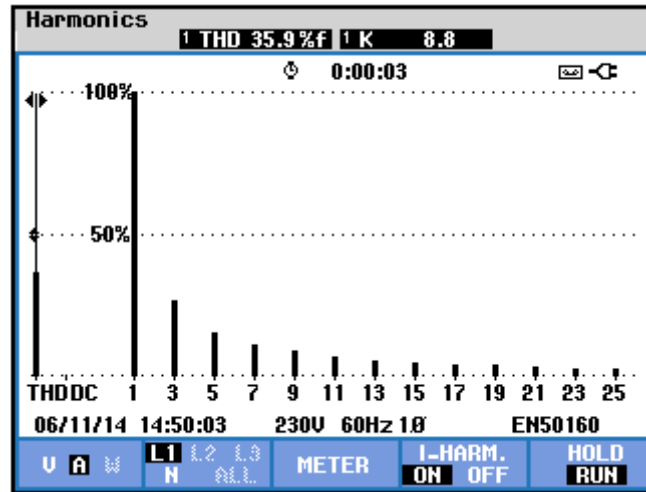


Figura 6.15 – Espectro harmônico da corrente da carga 1 durante compensação ativa.

Deste modo, pode-se dizer que a impedância ativa criada pelo filtro híbrido é realmente capaz de alterar a impedância equivalente do sistema do ponto de vista da carga, transformando um sistema com alta impedância equivalente em um sistema com baixa impedância, para as frequências harmônicas. Do ponto de vista da fonte, o sistema é “aliviado” uma vez que não precisa suprir as correntes harmônicas da carga, sendo responsável por suprir apenas as potências ativa e reativa na frequência fundamental. Além do mais, se o controle de potência reativa for associado ao filtro híbrido, apenas a potência ativa fica a cargo da fonte.

Uma característica interessante dessa aplicação é que o filtro híbrido é capaz de reduzir drasticamente o ângulo de comutação do conversor sem necessidade de adição de componentes de compensação em série, como é o caso dos sistemas HVDC CCC (*Capacitor Commutated Converter*) em que um capacitor é adicionado em série com o conversor para redução do ângulo de comutação [95].

A Figura 6.16 mostra a potência fundamental na carga. Note que a corrente da carga aumenta, bem como a potência ativa entregue para a carga. Neste caso o aumento de potência ativa foi de cerca de 5%.

Power & Energy			
FUND		0:00:01	
L1		Total	
kW	2.22		2.22
kVA	2.24		2.24
kVAR	0.33		0.33
PF	0.93		0.93
Cosφ	0.99		
A rms	10.9		
L1			
V rms	220.14		
06/11/14 14:50:12		230V 60Hz 1Ø	EN50160
VOLTAGE		ENERGY	TREND
			HOLD RUN

Figura 6.16 – Potência na carga durante compensação ativa.

Esse aumento de potência ocorre devido ao aumento da tensão CC da carga. Uma alta impedância da fonte, e conseqüentemente um ângulo de comutação elevado, causa redução na tensão de saída do conversor. A redução da impedância aumenta a tensão de saída  $V_d$  do retificador, conforme pode ser observado na equação (41) [94] para um retificador monofásico de onda completa, possibilitando entrega de maior potência à carga.

$$V_d = \frac{2V_{max}}{\pi} \left( 1 - \frac{\omega L_s}{V_{max}} I_d \right) \quad (41)$$

## 6.2 Carga Tipo Fonte de Tensão

Nesta seção são apresentados os resultados e discussões do conversor “Ilha” alimentando uma carga não linear tipo fonte de tensão. Primeiramente são apresentados experimentos com o filtro conectado, mas sem compensação ativa, observando-se a alteração do sistema com a adição de um simples banco de capacitor. Posteriormente o algoritmo de compensação ativa é acionado.

### 6.2.1 Filtro Conectado sem Compensação Ativa

Como a carga tipo fonte de tensão (carga 2) apresenta maiores correntes harmônicas do que a carga tipo fonte de corrente o banco de capacitores do filtro híbrido foi alterado para 140  $\mu\text{F}$  a fim de elevar a capacidade de compensação do equipamento.

A Figura 6.17 mostra as formas de onda de tensão e corrente da fonte com a carga tipo fonte de tensão e o filtro híbrido conectado, note que nesse caso a inserção do banco de capacitores do filtro não causa grandes alterações na forma de onda da tensão em relação à da Figura 5.23. Isto porque a adição do banco altera a impedância do sistema e reduz as componentes de ordem mais elevadas (13 a 19) que surgiam devido a ressonâncias nessa região. No entanto, a distorção de tensão gerada pela corrente da carga tipo fonte de tensão faz surgir harmônicos significativos de terceira ordem e a simples adição do banco não causa redução dessa componente, como pode ser observado no espectro da Figura 6.18.

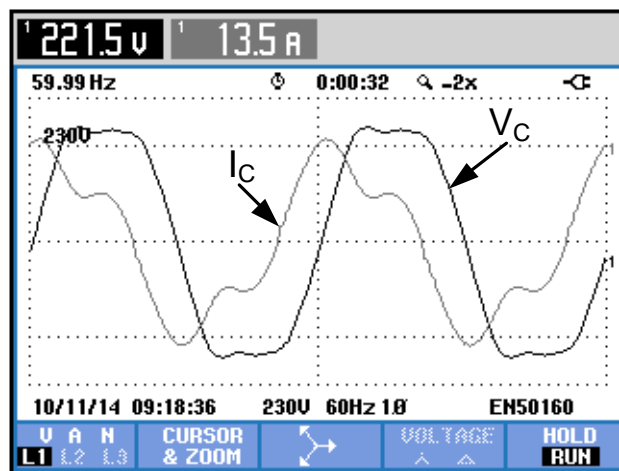


Figura 6.17 – Formas de onda da tensão e corrente da fonte com a carga 2 e filtro híbrido conectado.

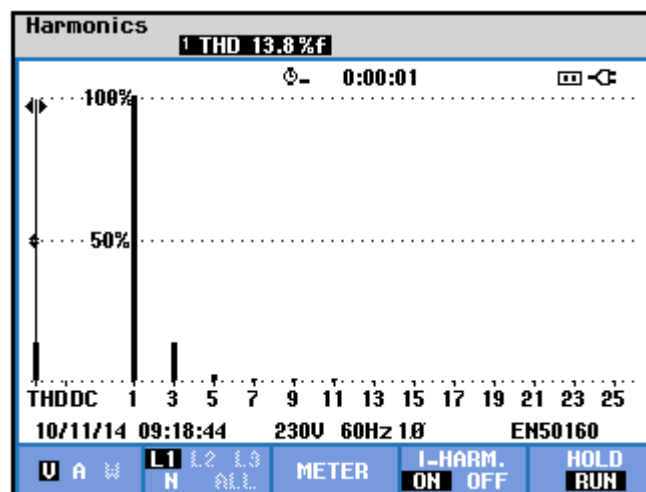


Figura 6.18 – Espectro harmônico da tensão com carga 2 e filtro híbrido conectado.

A Figura 6.19 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte, em que o harmônico dominante é claramente o terceiro.

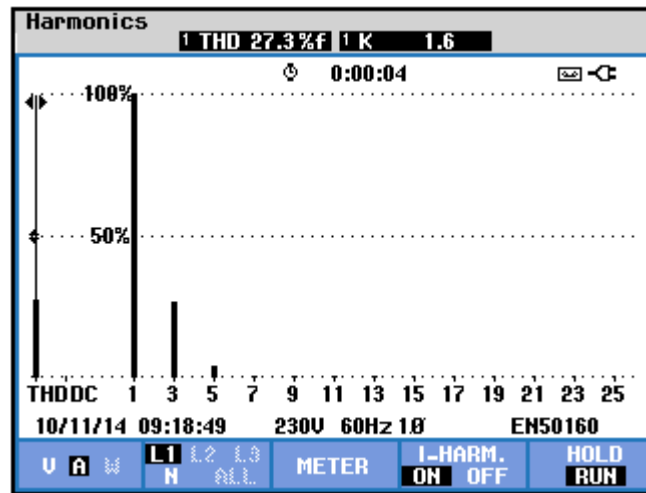


Figura 6.19 – Espectro harmônico da corrente da fonte com carga 2 e filtro híbrido conectado.

Na Figura 6.20 são apresentadas as potências na fonte, com a carga e o filtro conectado.

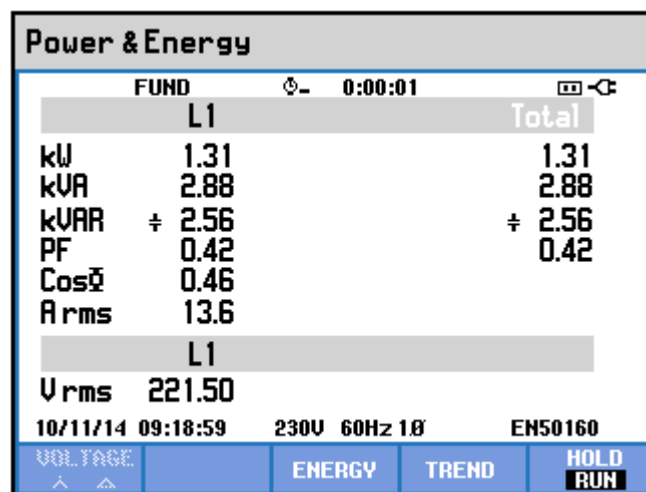


Figura 6.20 – Potência na fonte com carga 2 e filtro híbrido conectado.

A Figura 6.21 mostra a forma de onda da corrente da carga com a adição do banco. Ela apresenta distorção um pouco maior, com THD de 69,0 %, do que sem o filtro, quando apresentava um THD de 64,8%. O conteúdo harmônico da corrente da carga tipo fonte de tensão é muito dependente da impedância da fonte e tem suas características alteradas pela adição do filtro em paralelo. Na Figura 6.22 é possível ver que há o surgimento de componentes harmônicas entre 7 e 9, que não estavam presentes

antes da adição do banco. A Figura 6.23 mostra a potência da carga com o filtro conectado.

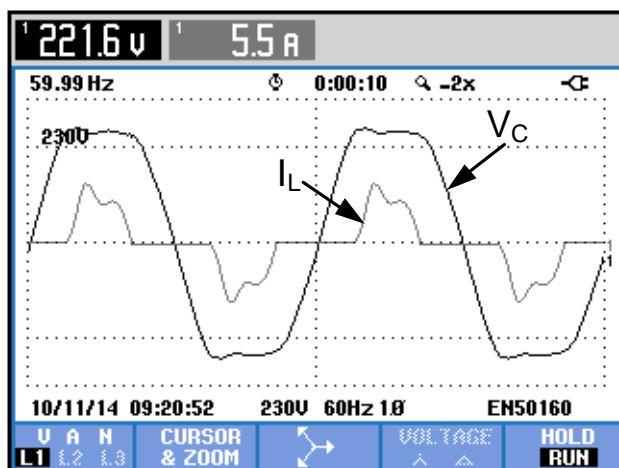


Figura 6.21 – Formas de onda da tensão da fonte e corrente da carga 2 com filtro híbrido conectado.

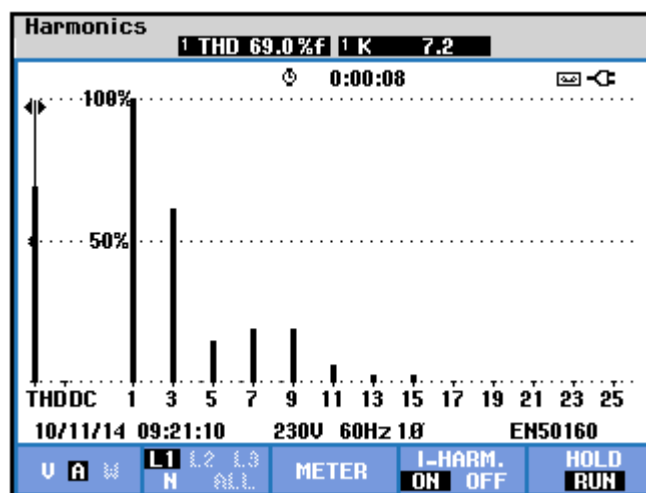


Figura 6.22 – Espectro harmônico da corrente da carga 2 com filtro híbrido conectado.

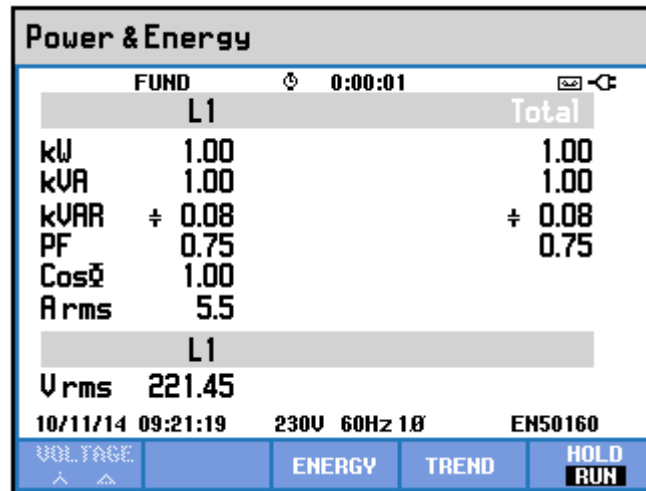


Figura 6.23 – Potência da carga 2 com filtro conectado.

### 6.2.2 Filtro Conectado e Compensação Ativa

Em seguida o algoritmo de compensação ativa de harmônicos foi acionado para filtrar a corrente da carga tipo fonte de tensão. A Figura 6.24 mostra as formas de onda de tensão e corrente na fonte, em que ambas passam a ter um formato senoidal. A corrente da fonte fica livre dos harmônicos, que escoam pelo ramo do filtro e, deste modo, não causam queda de tensão harmônica na indutância do conversor, que distorcia a tensão terminal. No entanto, note que, diferentemente do caso com a carga tipo fonte de corrente, ainda resta uma pequena distorção de alta frequência na tensão.

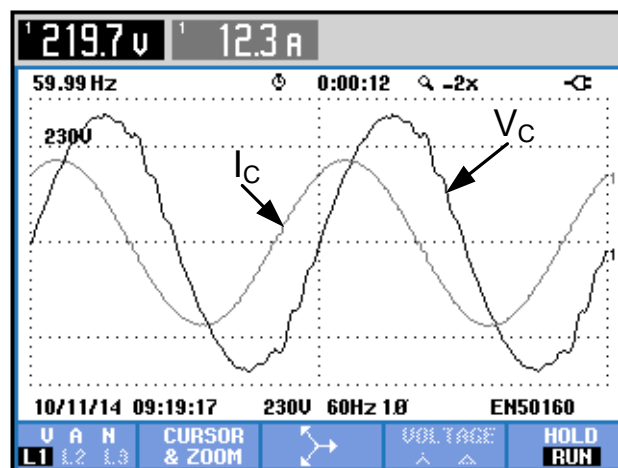


Figura 6.24 – Formas de onda da tensão e corrente na fonte durante compensação ativa.

A Figura 6.25 mostra o espectro harmônico da corrente da fonte com compensação harmônica, em que as componentes harmônicas são totalmente eliminadas e o THD passa a ser de apenas 0,7 %.

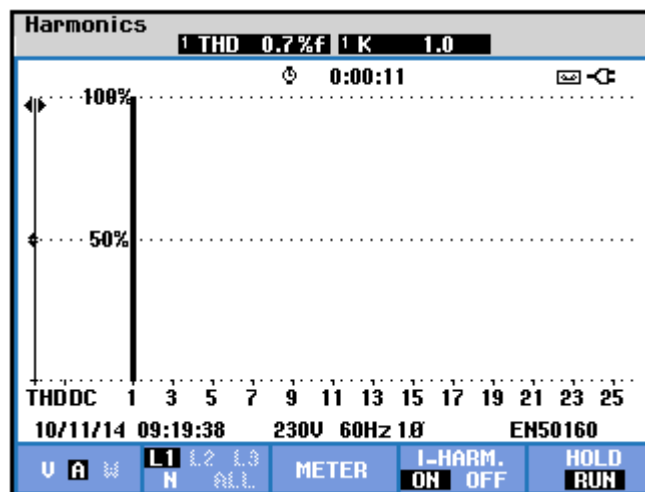


Figura 6.25 – Espectro harmônico da corrente da fonte com compensação ativa.

Já a Figura 6.26 mostra o espectro harmônico da tensão terminal, que apresenta pequenas distorções, principalmente em torno do 17º harmônico. Estas distorções podem ocorrer devido ao controlador, que não consegue impor as tensões harmônicas exatas para compensação correta e acaba inserindo tensões harmônicas no sistema, ou ainda por alguma interação entre as impedâncias do circuito. Uma análise mais criteriosa do sistema deve ser feita para a melhoria da resposta em regime do filtro para este caso, no entanto, por agora, ficará apenas proposto como trabalho futuro para a versão final do documento.

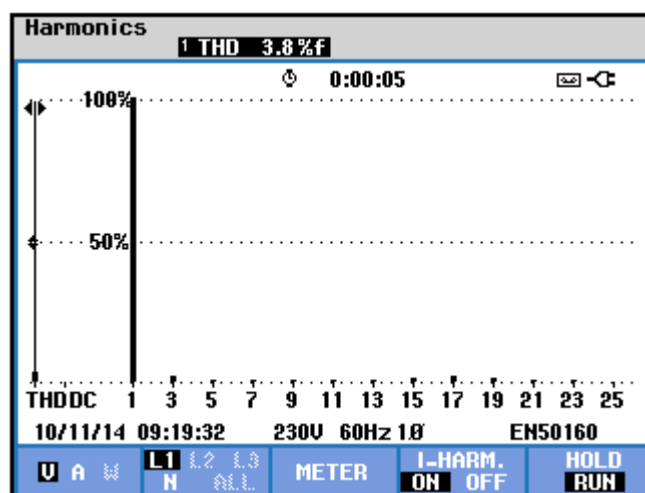


Figura 6.26 – Espectro da tensão da fonte com compensação ativa da corrente.

A Figura 6.27 mostra as potências na fonte durante a compensação ativa. Pode-se notar que o sistema opera com fator de potência baixo e capacitivo, pois o grande



conteúdo harmônico da carga exige um banco de capacitores elevado, apesar de a carga apresentar fator de potência de deslocamento unitário.

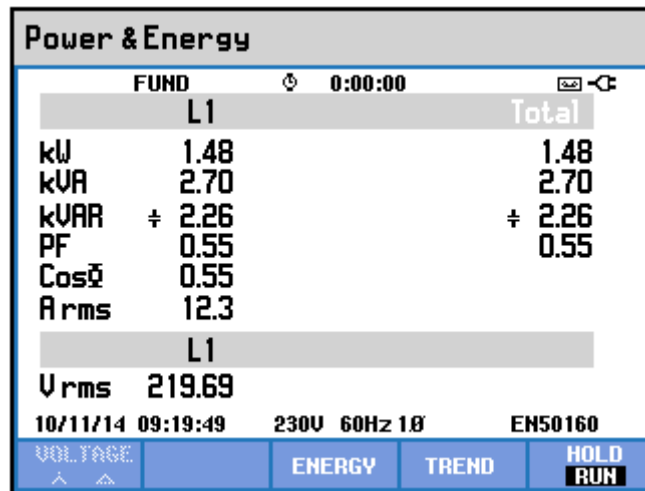


Figura 6.27 – Potência na fonte durante compensação ativa.

Uma alternativa para melhorar o fator de potência da instalação é associar um único filtro a um conjunto de cargas que apresentem fator de potência baixo e indutivo, ao invés de utilizar um filtro para uma carga isolada. O capacitor pode ser dimensionado para maior capacidade de compensação e menor potência do conversor para cada carga, entretanto este dimensionamento não está no escopo deste trabalho e é abordado por outro trabalho de doutorado dentro do grupo do GEPCI.

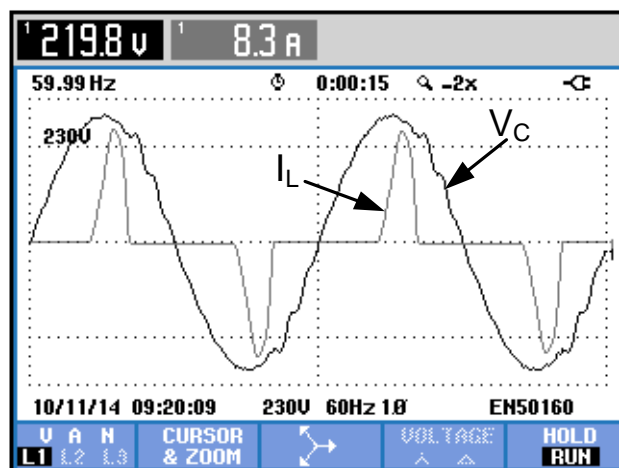


Figura 6.28 – Corrente da carga 2 durante compensação ativa.

A Figura 6.28 mostra a tensão terminal do conversor juntamente com a corrente de carga. Note que a corrente aumenta consideravelmente em relação a Figura 6.21, passando de 5,5 A para 8,3 A e alterando sua forma de onda, com picos mais estreitos e mais elevados. Isto ocorre porque a corrente da carga tipo fonte de tensão é

extremamente dependente da impedância da fonte, sendo o valor desta impedância o fator limitante da corrente de carga. Assim, quando a compensação harmônica é ativada, temos um efeito de redução da impedância equivalente da fonte (conforme Figura 6.14), um aumento da corrente da carga e, principalmente, um grande aumento do conteúdo harmônico, uma vez que a forma de onda tende à forma de onda ideal de um retificador com filtro capacitivo.

O aumento do conteúdo harmônico está apresentado no espectro da Figura 6.29, em que a corrente passa a ter um THD de 122,8%. Esse aumento, que ocorre somente durante a compensação ativa, dificulta inclusive o dimensionamento do próprio filtro híbrido, já que o mesmo deve ser capaz de compensar a totalidade dos harmônicos da carga neste caso e que é muito diferente do conteúdo harmônico original da carga. Normalmente, para reduzir esses efeitos pode-se adicionar uma indutância na entrada CA do retificador ou no lado CC antes do filtro capacitivo.

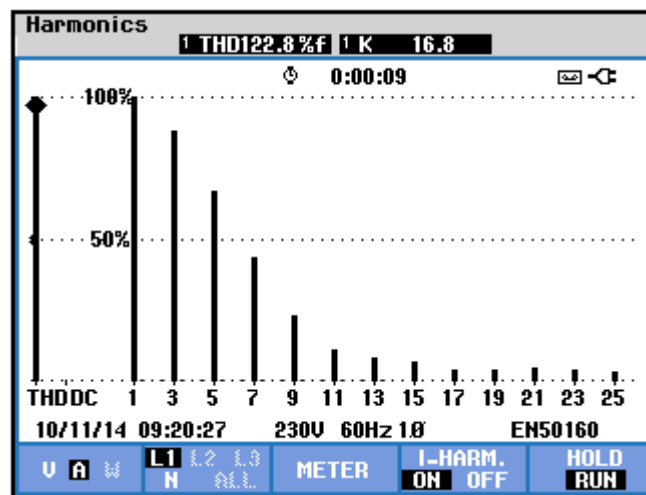


Figura 6.29 – Espectro harmônico da corrente da carga 2 durante compensação ativa.

No entanto, como ocorre com a carga tipo fonte de corrente, uma vez que a carga tipo fonte de tensão aqui também se aproxima mais de um retificador “ideal” com baixa impedância da fonte, a tensão CC aumenta e, conseqüentemente, a potência entregue à carga também aumenta. No experimento realizado a potência ativa da carga passou de 1 kW para 1,13 kW com a compensação harmônica, caracterizando um aumento de 13 % na potência ativa fundamental.

Power & Energy		
FUND		0:00:00
L1		Total
kW	1.13	1.13
kVA	1.15	1.15
kVAR	0.21	0.21
PF	0.61	0.61
Cosφ	0.98	
Arms	8.3	
L1		
Vrms	219.78	
10/11/14 09:20:36	230V 60Hz 1Ø	EN50160
VOLTAGE	ENERGY	TREND
▲ ▲		HOLD RUN

Figura 6.30 – Potência na carga durante compensação ativa.

## 7 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a aplicação do filtro ativo híbrido na compensação de harmônicos de corrente em uma microrrede que é capaz de operar isolada ou conectada ao sistema elétrico.

Foram realizadas considerações a respeito dos filtros híbridos, das microrredes e do conversor utilizado aqui para formar uma microrrede. Para possibilitar a realização de testes práticos e análises acerca do impacto das cargas não lineares nestes sistemas isolados foram construídos dois protótipos monofásicos, um do conversor formador de rede e outro do filtro híbrido. Os aspectos práticos e os algoritmos desenvolvidos na implementação dos equipamentos também foram descritos.

Devido à característica dos filtros passivos utilizados na saída dos conversores presentes nessas redes, distorções de corrente causadas pelas cargas não lineares têm grande interação com as impedâncias do sistema. Sendo observado que alguns problemas associados às distorções de corrente, como deterioração da tensão e excitação de ressonâncias, tornam-se muito mais críticos nestes sistemas. No entanto, nos ensaios realizados o filtro híbrido mostrou-se capaz de mitigar essas correntes harmônicas, amortecer as ressonâncias e melhorar também a qualidade da tensão terminal. Neste contexto, o filtro híbrido se comporta como uma impedância ativa, com a capacidade de modificar a impedância equivalente no ponto de acoplamento, fazendo com o que o sistema se comporte como um barramento quasi-infinito, sem a necessidade de adição de maior capacidade de geração à microrrede. Assim, o filtro híbrido demonstrou ser uma alternativa interessante para a melhoria da qualidade da energia em microrredes isoladas.

### 7.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desta pesquisa pode-se indicar os seguintes pontos:

- Analisar a alteração da impedância equivalente também na frequência fundamental, a partir do controle da potência reativa do banco de capacitores do filtro híbrido.
- Realizar ensaios adicionando à microrrede um conversor tipo alimentador de rede, com geração fotovoltaica, por exemplo. Estes

ensaios possibilitariam analisar o impacto das cargas não lineares no desempenho do despacho de potência deste tipo de conversor e também quais melhorias serão possíveis com a mitigação pelo filtro híbrido.

- Implementar um controle por droop no conversor formador de rede para que este possa trabalhar em paralelo dividindo a carga com outros conversores tipo fonte de tensão na mesma rede.
- Implementar um algoritmo adaptativo de estado de carga da bateria para melhorar a utilização da mesma nos vários modos de operação da microrrede (conectada à rede ou isolada). Este controle permite um melhor balanço da energia gerada e consumida dentro da microrrede, principalmente quando ilhada.

## 7.2 Publicações

### Trabalhos publicados em periódicos.

1. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. “*Filtros Adaptativos Aplicados em Condicionadores de Energia*” *Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 19, n.4, p. 377-385, set./nov.2014.
2. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. “**Adaptive Real-Time Power Measurement based on IEEE 1459-2010**” *Electric Power Components and Systems*. Taylor & Francis. Vol. 43, Iss. 11, 2015.

### Trabalhos completos publicados em anais de eventos.

1. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres e R. M. R. Pereira. “**Implementation of a Grid-forming Converter Based on Modified Synchronous Reference Frame**” 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, Dallas, TX – USA.
2. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres e R. M. R. Pereira. “**Adaptive Notch Filters: Comparison**

- and Applications in Power Conditioning**” 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, Dallas, TX – USA.
3. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres e L. G. Fernandez Silva. **“PLL-less Control for Hybrid Active Impedance”** 28<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, Long Beach.
  4. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva. **“Filtro Ativo Híbrido Aplicado para Compensação Harmônica em Cargas Tipo Fonte de Corrente e Fonte de Tensão”** X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2013, Araxá – MG.
  5. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva. **“Comparação Entre Estratégias de Controle Aplicadas a um Compensador Híbrido de Reativo para Sistemas Distorcidos e Desequilibrados”** X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2013, Araxá – MG.
  6. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva. **“Adaptive Notch Filter Applied to Hybrid Active Var Compensator Under Nonsinusoidal and Unbalanced Condition”** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, Denver.
  7. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva. **“Smart Impedance Application on Unbalanced Harmonic Mitigation in Three-phase Four-wire Systems”** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, Denver.
  8. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva **“Hybrid Active Power Filter Applied to Harmonic Compensation of Current-Source Type and Voltage-source Type Nonlinear Loads”** 12<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), 2013, Gramado – RS.
  9. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, E. M. Vaciloto, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva **“STATCOM Based on Modified Synchronous Reference Frame”** 12<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), 2013, Gramado – RS.

10. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L. G. Fernandez Silva. ***“Control Strategies Applied to a Hybrid Reactive Power Compensator to Single and Three Phase Systems”*** 12<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), 2013, Gramado – RS.
11. C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, J. O. P. Pinto e B. K. Bose. ***“Smart Impedance: Expanding the Hybrid Active Series Power Filter Concept.”*** 38<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012, Montréal.
12. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva. ***“Applying Adaptive Notch Filters to Hybrid Active Var Compensator.”*** 38<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON) 2012, Montréal.
13. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L. G. Fernandez Silva. ***“PLL-Less Control Strategy Applied to Hybrid Active Series Power Filter.”*** 10<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON) 2012. November 5 - 7, 2012 – Fortaleza – CE.
14. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L.G. Fernandez Silva, M. P. Coutinho. ***“Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Ativos Híbridos (HVarC) em Sistemas Distorcidos e Desequilibrados.”*** 10<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON) 2012. November 5 - 7, 2012 – Fortaleza – CE.

### **Trabalhos aceitos para publicação em periódicos.**

1. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. ***“Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters”*** IEEE Transactions on Smart Grid.

**Trabalhos em processo de revisão para publicação em periódicos.**

1. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. “*Using Smart Impedance to Transform High Impedance Microgrid in a Quasi-infinite Busbar*” IEEE Transactions on Smart Grid.



## REFERÊNCIAS

- [1] H. Sasaki, T. Machida, "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," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting 1976*, pp. 529–535.
- [3] N. Mohan, H. A. Peterson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst, J. J. Vithaythil, "Active filters for ac harmonic suppression," *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, no.2, pp.567-577, Mar/Apr 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", *IEE/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] A. van Zyl, J.H.R. Einslin, R. 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 11<sup>th</sup> 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] D. Rivas, L. Moran, J. W. Dixon, J. R. Espinoza "Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques" *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 50, N° 1, pp. 161-170, 2003.
- [22] R. Inzunza, H. Akagi, "A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.4, pp.893-900, July 2005.
- [23] W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, H. Akagi, "Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-

- Phase Diode Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.22, no.5, pp.1882-1889, Sept. 2007.
- [24] L. Asiminoaei, W. Wiechowski, F. Blaabjerg, T. Krzeszowiak, B. Kedra, "A New Control Structure for Hybrid Power Filter to Reduce the Inverter Power Rating," *IECON 2006 - 32nd IEEE Annual Conference on Industrial Electronics*, pp.2712-2717, 6-10 Nov. 2006.
- [25] Z. Shuai, A. Luo, J. Shen, X. Wang, "Double Closed-Loop Control Method for Injection-Type Hybrid Active Power Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.26, no.9, pp. 2393-2403, Sept. 2011.
- [26] C. H. da Silva, "Filtros ativos híbridos ressonantes" Tese (Doutorado), 135p. Universidade Federal de Itajubá, 2009.
- [27] S. C. Ferreira, "Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo". Dissertação (Mestrado), 151p. Universidade Federal de Itajubá, 2012.
- [28] A. Hamadi, S. Rahmani, K. Al-Haddad, "Digital Control of a Shunt Hybrid Power Filter Adopting a Nonlinear Control Approach," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol.9, no.4, pp.2092-2104, Nov. 2013.
- [29] A. Luo, X. Xu, H. Fang, J. Wu, C. Wu, "Feedback-Feedforward PI-Type Iterative Learning Control Strategy for Hybrid Active Power Filter With Injection Circuit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.11, pp. 3767-3779, Nov. 2010.
- [30] Z. Liu, T. Ma, S. Ge, B. Wang, "Hybrid Active Power Filter DC Bus Control Based on Fuzzy PID Control," *2010 International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID)*, vol.2, no., pp.75,78, 29-31 Oct. 2010.
- [31] Y.Han, L. Xu, M. M. Khan, C. Chen, G. Yao, L. Zhou, "Robust Deadbeat Control Scheme for a Hybrid APF With Resetting Filter and ADALINE-Based Harmonic Estimation Algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.9, pp. 3893-3904, Sept. 2011.
- [32] S. Rahmani, A. Hamadi, K. Al-Haddad, "A Lyapunov-Function-Based Control for a Three-Phase Shunt Hybrid Active Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.3, pp.1418-1429, March 2012.
- [33] L. Herman, I. Papic, B. Blazic, "A Proportional-Resonant Current Controller for Selective Harmonic Compensation in a Hybrid Active Power Filter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.29, no.5, pp.2055-2065, Oct. 2014.

- [34] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, Se Un Ahn, J. O. P. Pinto, 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, pp. 1416-1421.
- [35] S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, "Adaptive Notch filter applied to hybrid active var compensator under nonsinusoidal and unbalanced conditions," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.2264-2269, 15-19 Sept. 2013.
- [36] 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.
- [37] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Detection is Key", *IEEE Industry Application Magazine*, v. 13, pp. 22-33, 2007.
- [38] 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.
- [39] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, E. Clarke, "Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol.70, no.2, pp.1248-1255, July 1951.
- [40] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, S. U. Ahn. "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no.11, pp.3814-3821, Nov. 2010.
- [41] 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.
- [42] 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," *Proceedings of ICHQP 2008*, pp.1-4, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [43] 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.

- [44] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," *21<sup>st</sup> Ann. IEEE Appl. Power Electronics Conference and Exposition*, 2006. APEC '06., pp. 19-23 March 2006.
- [45] 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.
- [46] 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.
- [47] 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". 21st IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2012), Hangzhou. Proceedings of the 21st IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2012.
- [48] R. B. Gonzatti, "Controle PLL-Less para Filtros Ativos Híbridos Baseado em Compensadores Ressonantes", Dissertação (Mestrado), 140p. Universidade Federal de Itajubá, 2012.
- [49] L. F. A Pereira, A. S. Bazanella, "Tuning Rules for Proportional Resonant Controllers," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol.PP, no.99, pp.1-1.
- [50] A.G. Yepes, F.D. Freijedo, O. Lopez, J. Doval-Gandoy, "Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.11, pp.5231,5250, Nov. 2011.
- [51] H. Fujita, T. Yamasaki, H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.15, no.2, pp.215-222, Mar 2000.
- [52] 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.

- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] 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.
- [56] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, no.1, pp.5-22, Feb. 2005.
- [57] 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.
- [58] 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.
- [59] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation" *19<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, vol. 1, 2004, pp. 580–586.
- [60] B. Lasseter, "Microgrids [distributed power generation]," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol.1, no., pp.14-149 vol.1, 28 Jan - 1 Feb 2001.
- [61] R. H. Lasseter, "MicroGrids," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, pp.305-308 vol.1, 2002.
- [62] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Canizares, R. Iravani, M. Kazerani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, R. Palma-

- Behnke, G. A. Jimenez-Estevez, N. D. Hatziargyriou, "Trends in Microgrid Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.5, no.4, pp.1905-1919, Jul. 2014.
- [63] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol.5, no.4, pp.78-94, July-Aug. 2007.
- [64] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, A. S. Meliopoulos, R. Yinger, J. Eto, "White Paper on Integration of Distributed Energy Resources: The CERTS Microgrid Concept," LBNL-50829 Office of Power Technologies, the US Department of Energy, Berkeley, CA, 2002, Tech. Rep. DE-AC03-76SF098.
- [65] R. H. Lasseter, J. H. Eto, B. Schenkman, J. Stevens, H. Vollkommer, D. Klapp, E. Linton, H. Hurtado, J. Roy, "CERTS Microgrid Laboratory Test Bed," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.26, no.1, pp.325,332, Jan. 2011.
- [66] A. H. Hajimiragha, M. R. D. Zadeh, "Research and development of a microgrid control and monitoring system for the remote community of Bella Coola: Challenges, solutions, achievements and lessons learned," *2013 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, pp.1-6, 28-30 Aug. 2013.
- [67] H. Karimi, H. Nikkhajoei, R. Iravani, "Control of an Electronically-Coupled Distributed Resource Unit Subsequent to an Islanding Event," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.23, no.1, pp.493-501, Jan. 2008.
- [68] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp.1-28, July 28 2003.
- [69] IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," *IEEE Std 1547.2-2008*, pp.1-217, April 15 2009.
- [70] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T.-L. Lee, M. Chandorkar, "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.60, no.4, pp.1263-1270, April 2013.
- [71] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodríguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp.4734-4749, Nov. 2012.

- [72] J. T. Bialasiewicz, "Renewable energy systems with photovoltaic power generators: Operation and modeling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2752-2758, Jul. 2008.
- [73] M. AG. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo e Melo, C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.60, no.3, pp.1156-1167, March 2013.
- [74] D. Dong, T. Thacker, I. Cvetkovic, R. Burgos, D. Boroyevich, F. Wang, G. Skutt, "Modes of Operation and System-Level Control of Single-Phase Bidirectional PWM Converter for Microgrid Systems," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.3, no.1, pp.93,104, March 2012.
- [75] I. J. Balaguer, Q. Lei, S. Yang, U. Supatti, F. Z. Peng, "Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.1, pp.147-157, Jan. 2011.
- [76] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, A. Dimeas, "Microgrids management," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no.3, pp.54-65, May-June 2008.
- [77] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T. Lee, P. C. Loh, "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part I: Decentralized and Hierarchical Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.60, no.4, pp.1254 - 1262, April 2013.
- [78] P. Kundur "Power System Stability and Control" McGraw-Hill Education, 1ª Ed., 1994. 1200p.
- [79] J. J. Grainger e W. D. Stevenson Jr. "Power System Analysis" McGraw-Hill Education, 1ª Ed., 1994. 784p.
- [80] "IEEE Guide for Planning DC Links Terminating at AC Locations Having Low Short-Circuit Capacities," *IEEE Std 1204-1997*, 1997.
- [81] I. Serban, C. Marinescu, "A look at the role and main topologies of battery energy storage systems for integration in autonomous microgrids," *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010*, vol., no., pp.1186,1191, 20-22 May 2010.
- [82] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, D. Dong, "Control loop design of a two-stage bidirectional AC/DC converter for renewable energy systems," *Twenty-Ninth*
-



- Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014*, vol., no., pp.2177,2183, 16-20 March 2014.
- [83] B. Burger, P. Zacharias, G. Cramer, W. Kleinkauf, "Inverters for Modular Extensible Electric Energy Supply Systems", *Use of Electronic-Based Power Conversion for Distributed and Renewable Energy Sources, ISET - Germany*, 2008, pp.168-175.
- [84] S. Inoue, H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System with Galvanic Isolation", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 22, no. 6, Nov. 2007, pp. 2299-2306.
- [85] H. H. Zeineldin, "A Q – f Droop Curve for Facilitating Islanding Detection of Inverter-Based Distributed Generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.24, no.3, pp.665-673, March 2009.
- [86] W. Sinsukthavorn, E. Ortjohann, A. Mohd, N. Hamsic, D. Morton, "Control Strategy for Three-/Four-Wire-Inverter-Based Distributed Generation" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.10, pp.3890-3899, Oct. 2012.
- [87] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, "Reactive Power Sharing and Voltage Harmonic Distortion Compensation of Droop Controlled Single Phase Islanded Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.5, no.3, pp.1149-1158, May 2014.
- [88] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, J. O. P. Pinto, S. U. Ahn, "Dead-time compensation in Shunt Active Power Filters using fast feedback loop," *13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008*, pp.1-4, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [89] Departamento Técnico da Unicoba. Manual Técnico Bateria Chumbo-Ácida Selada Regulada por Válvula Unipower®, 18p.
- [90] R. B. Gonzatti, C.H. Silva, E. M. Vaciloto, S. C. Ferreira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, "STATCOM Based On Modified Synchronous Reference Frame". *Proceedings of 12th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013*, Gramado.
- [91] J. Dannehl, M. Liserre, F. W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters with LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.8, pp.3623-3633, Aug. 2011.

- [92] SMA Battery Inverters [Internet - citado em 27 de Janeiro de 2015]. Disponível em: <http://www.sma-america.com/products/battery-inverters/sunny-island-4548-us-6048-us.html>.
- [93] Robson B. Gonzatti. Relatório de Etapa 07 Projeto P&D DE0042 – Sistema Híbrido Solar/Eólica. Desenvolvimento de um conversor bidirecional para banco de baterias. CPFL Energia – Campinas – SP. Abril 2014.
- [94] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications and Design” Wiley, 3ª Ed., 2002. 824p.
- [95] T. Funaki, K. Matsuura, "Predictive firing angle calculation for constant effective margin angle control of CCC-HVDC," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.15, no.3, pp.1087-1093, Jul 2000.