

UFSM

Tese de Doutorado

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE
UMA MICRO-REDE AVANÇADA DE ALTA
FREQUÊNCIA PARA INTEGRAÇÃO DE FONTES
ALTERNATIVAS DE ENERGIA**

Jeferson Marian Corrêa

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2006

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE
UMA MICRO-REDE AVANÇADA DE ALTA
FREQUÊNCIA PARA INTEGRAÇÃO DE FONTES
ALTERNATIVAS DE ENERGIA

por
Jeferson Marian Corrêa

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Área de Concentração em Sistemas de Energia, da
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS),
como requisito parcial para obtenção do grau de

Doutor em Engenharia Elétrica

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2006

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A comissão examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE
UMA MICRO-REDE AVANÇADA DE ALTA
FREQUÊNCIA PARA INTEGRAÇÃO DE FONTES
ALTERNATIVAS DE ENERGIA**

elaborada por
Jeferson Marian Corrêa

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Felix Alberto Farret, PhD
(Presidente / Orientador)

Marcelo Godoy Simões, PhD – CSM
(Co-Orientador)

Hans Helmut Zürn, PhD – UFSC

Luciane Neves Canha, Dr.

Ricardo Quadros Machado, Dr.

Santa Maria, 17 de março de 2006

**Dedico essa Tese à minha esposa,
Patrícia, que esteve sempre ao
meu lado, ao longo de toda esta
caminhada, demonstrando todo
o seu amor, apoio incondicional e
um entusiasmo contagiante.**

AGRADECIMENTOS

O trabalho descrito nessa Tese é o resultado de um projeto conjunto entre a Universidade Federal de Santa Maria, através do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, e da Colorado School of Mines (Golden, CO, USA), através do Division of Engineering. As atividades foram desenvolvidas nas dependências do Centro de Estudos em Energia e Meio Ambiente (CEEMA) e do Núcleo de Desenvolvimento e Pesquisa em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria, e no Power Electronics Laboratory, na Colorado School of Mines. O autor é grato aos funcionários desses setores, especialmente a Sra. Cleonice Oliveira e ao Sr. Fernando Martins, pelo auxílio administrativo e técnico.

Aos professores e colegas do curso, o reconhecimento pelo incentivo, críticas e sugestões que contribuíram para o enriquecimento dessa Tese.

O autor é muito grato ao Mestre e amigo Prof. Felix A. Farret, pela idéia original do trabalho e pelo respeito, a seriedade, o entusiasmo e a motivação com que orientou as atividades ao longo do trabalho. O apoio, discussões e confiança depositados pelo Prof. Farret foram fundamentais para a realização deste trabalho, que coroa uma parceria de anos de trabalho. Ao Prof. Farret a minha eterna admiração.

O autor é muito grato ao Prof. Marcelo Godoy Simões, co-orientador deste trabalho e amigo, cujas contribuições foram

fundamentais para a conclusão com sucesso deste projeto. Suas idéias sempre inovadoras e desafiadoras foram como combustível, que ajudaram a manter o empenho e dedicação, e que muito enriqueceram este trabalho.

Pelos momentos de trabalho e dedicação compartilhados, o autor agradece aos amigos Jocemar Parizzi, Sudipta Chakraborty, Melanie Michon e Robert Wood, cujas importantes contribuições enriqueceram essa Tese. Especial agradecimento aos colegas Dr. Ricardo Machado e MSc Henrique Stangarlin, que sempre estiveram dispostos a compartilhar seu conhecimento e dedicaram parte do seu tempo para permitir a conclusão deste projeto.

Agradecimento especial à família, aos pais José e Geni Corrêa, aos irmãos Emerson e Kátia, aos Sogros Lauro e Maria e ao cunhado e amigo Anderson, pelo incentivo, carinho e amparo em todos os momentos deste caminho. O apoio dos familiares foi fundamental para a consecução de mais etapa da minha carreira, demonstrando que esta é uma conquista conjunta e não o trabalho isolado de uma pessoa.

Para finalizar esta seção de agradecimentos, o autor não poderia deixar de expressar a eterna gratidão para com a esposa Patrícia. Ao longo destes anos dedicados à pesquisa e aos estudos, algumas vezes nos deparamos com encruzilhadas, vontades distintas e algumas dúvidas. Com certeza o resultado deste esforço não seria completo e não apresentaria o êxito final se não fosse pela participação ativa da Patrícia, que esteve sempre disposta, compreensiva e amiga, trazendo palavras de carinho e de afeto.

ÍNDICE

RESUMO	ix
ABSTRACT	x
LISTA DE TABELAS	xi
LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE ANEXOS	xxi
LISTA DE ABREVIATURAS, SÍMBOLOS E LETRAS GREGAS ...	xxii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	01
1.1 Objetivos desta Tese	10
1.2 Organização dos Capítulos	11
CAPÍTULO 2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
CAPÍTULO 3 – GERAÇÃO DISTRIBUÍDA E O CONCEITO DE <i>MICRO-REDE</i>	22
3.1 Conceito Geral de Geração Distribuída	27
3.2 Utilização de Esquemas de Geração Distribuída	29
3.3 Vantagens Oriundas da Utilização da Geração Distribuída	32
3.4 Desvantagens Oriundas da Utilização da Geração Distribuída .	35

3.5 Formas de Integração de Fontes Alternativas de Energia, Visando a Utilização em Geração Distribuída	36
3.5.1 Configuração em Série	40
3.5.2 Distribuição em Corrente Contínua	42
3.5.3 Distribuição em Corrente Alternada com Baixa Frequência	44
3.5.4 Distribuição em Corrente Alternada com Alta Frequência (HFAC)	46
3.5.5 Configuração com Conversores Multiníveis	49
3.5.6 Sumário	50
3.6 O Conceito de <i>Micro-Rede</i>	51
3.7 Transmissão e Distribuição de Potência em Altas Frequências .	59
3.7.1 Modelo para Representação de um Cabo Coaxial	60
3.7.2 Perdas de Potência ao Longo da Linha	62
3.7.3 Queda de Tensão ao Longo da Linha	65
3.8 Sumário	66
CAPÍTULO 4 – <i>MICRO-REDE</i> COM CAPACIDADE DE FILTRAGEM ATIVA	69
4.1 Frequência de Operação da <i>Micro-Rede</i>	70
4.2 Filtros Ativos	72
4.3 <i>Micro-Rede</i> com Barramento de 400 Hz e Filtragem Ativa	77
4.4 Determinação dos Sinais de Referência para Compensação Estática	81

4.4.1 Transformada Rápida de Fourier (FFT)	82
4.4.2 Teoria das Potências Instantâneas (Teoria p-q)	83
4.4.3 Eixos de Referência Síncronos (Eixos d-q)	87
4.4.4 Controladores Baseados no Fluxo	88
4.4.5 Detecção Síncrona	89
4.4.6 Sumário dos Métodos de Compensação	92
4.5 Condicionador Unificado de Qualidade de Potência	94
4.5.1 Teoria p-q Aplicada a Sistemas Monofásicos	96
4.5.2 Obtenção dos Sinais Auxiliares $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$	102
4.5.3 Determinação da Corrente de Compensação de Referência	104
4.5.4 Determinação da Tensão de Compensação de Referência .	108
4.5.5 Integração dos Filtros Ativos Paralelo e Série - UPQC ...	111
4.5.6 Controle dos Conversores PWM	113
4.6 Sumário	118

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO DE

<i>MICRO-REDE</i>	120
5.1 Resultados de Simulações	122
5.1.1 Operação da Micro-rede com Filtro Ativo em Paralelo ...	122
5.1.2 Operação da Micro-rede com Filtro Ativo em Série	127
5.1.3 Operação da Micro-rede com Filtro Ativo em Paralelo e em Série Integrados (UPQC)	132
5.2 Implementação Prática de um Protótipo de <i>Micro-Rede</i>	138

5.3 Resultados Experimentais Obtidos com o Protótipo de <i>Micro-Rede</i>	143
5.4 Sumário	160
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES	162
6.1 Aspectos Inovadores desta Pesquisa	166
6.2 Principais Contribuições	167
6.3 Sugestões para Continuidade do Trabalho	168
BIBLIOGRAFIA	169

RESUMO

Tese de Doutorado
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRO-REDE AVANÇADA DE ALTA FREQUÊNCIA PARA INTEGRAÇÃO DE FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA

AUTOR: JEFERSON MARIAN CORRÊA

ORIENTADOR: PROF. FELIX ALBERTO FARRET, PH.D.

CO-ORIENTADOR: PROF. MARCELO GODOY SIMÕES, PH.D.

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 17 de Março de 2006

Esta Tese apresenta um sistema de geração distribuída, do tipo *Micro-rede*, para integração de fontes alternativas de energia, utilizando um barramento integrador operando em alta frequência para interconexão entre fontes e cargas. A compensação estática de harmônicos de corrente, potência reativa e distorções de tensão, presentes no barramento integrador, são considerados fatores importantes para a efetiva utilização deste sistema de geração distribuída. Estes múltiplos objetivos podem ser simultaneamente atingidos utilizando-se um único Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC). O controlador do UPQC é baseado na teoria das potências real e imaginária instantâneas (ou Teoria p-q), que é utilizada para a obtenção das componentes de potência a serem compensadas e, posteriormente, das referências instantâneas de corrente e tensão para a compensação estática. Conversores eletrônicos de potência são utilizados como elementos ativos do sistema, fornecendo as correntes e tensões de compensação, de forma a otimizar as reservas energéticas disponíveis. Adicionalmente, o presente trabalho visa incentivar a utilização das fontes alternativas de energia, como pilhas de células de combustível e painéis solares, como elementos principais em um sistema distribuído de geração. Além disto, a utilização de uma *Micro-rede* com barramento em alta frequência permite a conversão instantânea de potência bi-direcional, sem a necessidade de se utilizar elementos armazenadores de energia de grande porte. Como principal objetivo, o trabalho propõe uma plataforma de geração de energia, do tipo *Micro-rede*, com capacidade de filtragem estática completa e com possibilidade de interligação com a rede pública.

ABSTRACT

PhD Thesis

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRO-REDE AVANÇADA DE ALTA FREQUÊNCIA PARA INTEGRAÇÃO DE FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA (DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF AN ADVANCED HIGH FREQUENCY MICROGRID FOR INTEGRATION OF ALTERNATIVE ENERGY SOURCES)

AUTHOR: JEFERSON MARIAN CORRÊA

SUPERVISOR: PROF. FELIX ALBERTO FARRET, PH.D.

CO-SUPERVISOR: PROF. MARCELO GODOY SIMÕES, PH.D.

Date and Place: March 17th 2006, Santa Maria

This Thesis presents a distributed generation system, which works as a Microgrid, suitable to integrate alternative energy sources, using a high frequency AC link (HFAC) as a means of connecting sources and loads. The static compensation of current harmonics, reactive power and voltage harmonics, which can be found in the Microgrid, is considered a key factor for the effective utilization of such distributed generation scheme. These multiple goals can simultaneously be achieved by using a Unified Power Quality Conditioner (UPQC). The UPQC controller is designed based on the instantaneous power theory (or p-q theory), which is used to obtain the power components to be compensated and, lately, the instantaneous current and voltage references for static compensation. Electronic power converters are used as the active elements, supplying the compensating current and voltage, in order to optimize the usage of the available energy resources. Additionally, this project aims to incentive the utilization of alternative energy sources, such as fuel cell stacks and solar panels, as the main elements in a distributed generation approach. Besides that, the utilization of a high frequency Microgrid, allows the instantaneous bi-directional power conversion, without the need of using bulky energy storage elements. As a main goal, this project proposes a platform for energy generation, operating as a Microgrid, with full static compensation capability and with the possibility to inject energy into the mains grid.

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Sumário das configurações para conexão de fontes em GD	51
Tabela 4.1 – Aplicações de filtros ativos	77
Tabela 4.2 – Sumário dos métodos para determinação dos sinais de referência para filtros ativos	93
Tabela I.1 – Sumário dos parâmetros de uma rede de transmissão	193
Tabela I.2 – Características do cabo considerado para a <i>Micro-rede</i> ..	194
Tabela I.3 – Parâmetros de uma rede com frequência de 400 Hz	195
Tabela IV.1 – Valores do argumento <i>duty</i> mínimo, médio e máximo .	216
Tabela VII.1 – Pontos da curva do circuito de leitura de corrente	242

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 – Integração de fontes alternativas de energia	38
Figura 3.2 – Conexão de fontes CC em série	41
Figura 3.3 – Distribuição em corrente contínua	43
Figura 3.4 – Integração com barramento em corrente alternada	45
Figura 3.5 – Integração com barramento em alta frequência (HFAC) .	47
Figura 3.6 – Configuração com conversores multiníveis em cascata ..	49
Figura 3.7 – Exemplo de uma configuração do tipo <i>Micro-rede</i>	54
Figura 3.8 – <i>Micro-rede</i> proposta, com barramento integrador monofásico de alta frequência	57
Figura 3.9 – Pequeno segmento de um cabo isolado com malha	61
Figura 3.10 – Dependência da frequência para a impedância série ...	65
Figura 4.1 – Topologia de conversor de potência fonte de tensão para filtros ativos	73
Figura 4.2 – Diagrama básico de um filtro ativo paralelo	74
Figura 4.3 – Diagrama básico de um filtro ativo série	75
Figura 4.4 – Configuração com filtro ativo série e filtro ativo paralelo integrados	76

Figura 4.5 – <i>Micro-rede</i> com barramento em alta frequência, utilizando um UPQC integrado	79
Figura 4.6 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando Teoria p-q	86
Figura 4.7 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando eixos de referência síncronos	88
Figura 4.8 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando método de detecção síncrona para corrente semelhante	92
Figura 4.9 – Configuração básica do UPQC na <i>Micro-rede</i>	99
Figura 4.10 – Determinação dos sinais auxiliares $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$..	103
Figura 4.11 – Determinação da corrente de compensação de referência	108
Figura 4.12 – Determinação da tensão de compensação de referência .	111
Figura 4.13 – Determinação da corrente de compensação e da tensão de compensação para o UPQC	112
Figura 4.14 – Topologia e configuração de controle para o filtro ativo paralelo	114
Figura 4.15 – Representação do controle de corrente por histerese ...	115
Figura 4.16 – Configuração de controle para o filtro ativo série	118
Figura 5.1 – Operação da <i>Micro-rede</i> com filtro ativo em paralelo ...	123
Figura 5.2 – Tensão no barramento da <i>Micro-rede</i>	123
Figura 5.3 – Corrente de carga	124

Figura 5.4 – Corrente de compensação de referência para o filtro ativo paralelo	125
Figura 5.5 – Corrente de fonte resultante	125
Figura 5.6 – Detalhes da corrente e da tensão da fonte	126
Figura 5.7 – Sinais de sincronismo $sen(\omega t)$ e $-cos(\omega t)$	127
Figura 5.8 – Configuração da <i>Micro-rede</i> com filtro ativo série	128
Figura 5.9 – Tensão presente no barramento de fontes	128
Figura 5.10 – Tensão de compensação para o filtro ativo série	129
Figura 5.11 – Tensão presente no barramento de cargas	129
Figura 5.12 – Detalhes das tensões de carga e da fonte	130
Figura 5.13 – Corrente fornecida à carga	131
Figura 5.14 – Sinais de sincronismo $sen(\omega t)$ e $-cos(\omega t)$	131
Figura 5.15 – Tensão no barramento de fontes (sem compensação) ..	132
Figura 5.16 – <i>Micro-rede</i> com compensação utilizando um UPQC	133
Figura 5.17 – Corrente de carga (sem compensação)	134
Figura 5.18 – Corrente de compensação de referência	135
Figura 5.19 – Corrente fornecida pela fonte (após a compensação) ...	135
Figura 5.20 – Tensão de compensação de referência	136
Figura 5.21 – Tensão presente no Barramento de Cargas (após compensação)	136
Figura 5.22 – Detalhes das tensões da fonte e de carga	137
Figura 5.23 – Detalhes da tensão da fonte e da corrente de carga	137
Figura 5.24 – Diagrama de blocos do protótipo de <i>Micro-rede</i>	140

Figura 5.25 – Fotografia do protótipo experimental desenvolvido no laboratório	141
Figura 5.26 – Fotografia do conversor de potência CC-CA e do microcontrolador	142
Figura 5.27 – Fotografia dos circuitos de leitura de tensão e corrente .	142
Figura 5.28 – Tela da interface gráfica com usuário	143
Figura 5.29 – Sinal de modulação PWM pra acionamento do conversor CC-CA da <i>Micro-rede</i>	145
Figura 5.30 – Sinais de disparo originados no circuito integrado IR2104	145
Figura 5.31– Tensão de saída do conversor CC-CA	146
Figura 5.32– Tensão no barramento HFAC obtida com o protótipo (500 Hz)	147
Figura 5.33– Tensão no barramento HFAC obtida com o protótipo (400 Hz)	148
Figura 5.34– Leitura de tensão e corrente da <i>Micro-rede</i>	149
Figura 5.35– Tensão no barramento HFAC, para frequência de 80 Hz	149
Figura 5.36– Teste com filtro ativo paralelo	150
Figura 5.37– Teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 48 V)	151
Figura 5.38– Teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 96 V)	151
Figura 5.39 – Detalhes do teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 96 V)	152
Figura 5.40 – Geração da corrente de referência a partir da Teoria p-q	153

Figura 5.41 – Corrente de carga para teste prático	153
Figura 5.42 – Corrente de referência para o filtro ativo paralelo	154
Figura 5.43 – Corrente da fonte após compensação	154
Figura 5.44 – Tensão da <i>Micro-rede</i> e corrente de carga	155
Figura 5.45 – Tensão da <i>Micro-rede</i> e corrente da fonte	156
Figura 5.46 – Correntes nos eixos alfa e beta	157
Figura 5.47 – Sinais de seno e cosseno	157
Figura 5.48 – Sinais auxiliares de potência real e imaginária	158
Figura 5.49 – Corrente de referência e corrente do filtro ativo paralelo	158
Figura 5.50 – Componente fundamental da corrente e corrente da fonte	159
Figura I.1 – Cabo com dois condutores cilíndricos	183
Figura I.2 – Razão da indutância interna (L_i/L_{i0}) em função da razão entre o raio do condutor e a profundidade de penetração nominal (a/δ)	187
Figura I.3 – Razão da resistência de um condutor cilíndrico (R/R_0) em função da razão entre o raio do condutor e a profundidade de penetração nominal (a/δ)	191
Figura I.4 – Representação de um segmento de 1 km da <i>Micro-rede</i> ..	194
Figura I.5 – Queda de tensão ao longo da <i>Micro-rede</i> , para corrente de 30 A	197

Figura II.1 – Diagrama de blocos dos circuitos dos conversores e seus controles	199
Figura II.2 – Topologia do conversor de potência CC-CA	200
Figura II.3 – Fotografia do conversor CC-CA utilizado para o filtro ativo paralelo	202
Figura II.4 – Circuito de gatilho das chaves do conversor CC-CA em Ponte-H	206
Figura II.5 – Circuito de potência do conversor CC-CA em Ponte-H .	207
Figura III.1 – Circuito do microcontrolador PIC	209
Figura III.2 – Fotografia da placa desenvolvida para o microcontrolador PIC – filtro ativo paralelo	210
Figura IV.1 – Valores da função <i>seno</i> , em função do número de amostras	215
Figura IV.2 – Valores do <i>duty cycle</i> necessários para gerar uma onda senoidal de 400 Hz.....	217
Figura V.1 – Diagrama de blocos do circuito de controle de corrente por histerese	222
Figura V.2 – Amplificador diferencial para o controlador por histerese.....	223
Figura V.3 – Circuito comparador com histerese	224
Figura V.4 – Teste com o circuito de controle por histerese ($V_{ref}=5\text{ V}$).	225
Figura V.5 – Fotografia do circuito de controle de corrente por histerese	225

Figura V.6 – Diagrama completo do circuito de controle de corrente por histerese	226
Figura VI.1 – Circuito para medição de tensão	234
Figura VII.1 – Diagrama de blocos do sistema de leitura de corrente .	235
Figura VII.2 – Característica de tensão x corrente para o transdutor de corrente	236
Figura VII.3 – Conexões externas do transdutor de corrente	237
Figura VII.4 – Conexão dos terminais do transdutor de corrente	237
Figura VII.5 – Filtro passa-baixa inversor, de primeira ordem	238
Figura VII.6 – Amplificador inversor com Ganho = -2	239
Figura VII.7a – Tensão de saída do circuito de medida de corrente, utilizando o sensor LTS 6-NP	240
Figura VII.7b – Corrente primária medida utilizando o sensor LTS 15-NP	241
Figura VII.8 – Comparação entre o sensor LTS 6-NP e a ponteira de corrente HP 1146A	241
Figura VII.9 – Característica do circuito de leitura de corrente (tensão de saída x corrente de entrada)	242
Figura VII.10 – Diagrama completo do circuito de leitura de corrente .	243
Figura VIII.1 – Diagrama de blocos do circuito de PLL usando o MAX038	245
Figura VIII.2 – Circuito comparador, utilizando o LM339	246

Figura VIII.3 – Circuito integrado MAX038 – conectado para operar como PLL e gerar uma onda senoidal na saída	247
Figura VIII.4 – Circuito amplificador com ajuste de <i>offset</i> , utilizando o circuito integrado TL072CP	247
Figura VIII.5 – Resposta do circuito de PLL pra uma entrada em onda quadrada, com frequência de 500 Hz	248
Figura VIII.6 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 500 Hz	248
Figura VIII.7 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 480 Hz	249
Figura VIII.8 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 520 Hz	249
Figura VIII.9 – Resposta do circuito de PLL para a leitura da tensão no barramento de alta frequência	250
Figura VIII.10 – Fotografia do circuito de PLL	251
Figura VIII.11 – Diagrama completo do circuito de PLL	252
Figura IX.1 – Diagrama de Bode para o filtro passa-baixa	255
Figura IX.2 – Lugar das raízes para o filtro passa-baixa	255
Figura IX.3 – Diagrama de blocos para o filtro passa-baixa	257
Figura IX.4 – Sinal a ser filtrado pelo filtro digital	258
Figura IX.5 – Sinal obtido na saída do filtro digital	258
Figura IX.6 – Obtenção de um sinal defasado de 90°	260

Figura IX.7 – Diagrama de blocos para obtenção de um sinal defasado de 90°	260
Figura IX.8 – Formas de onda nas fases alfa e beta	261
Figura IX.9 – Diagrama de blocos do VI para cálculo de p' e q'	262
Figura IX.10 – Diagrama de blocos do VI para cálculo da corrente de referência	262
Figura IX.11 – Diagrama de blocos do VI para implementação da Teoria p-q	263

LISTA DE ANEXOS

ANEXO I –	PARÂMETROS DE UMA <i>MICRO-REDE</i> MONOFÁSICA	183
ANEXO II –	CONVERSORES DE POTÊNCIA CC-CA	198
ANEXO III –	CIRCUITOS DO MICROCONTROLADOR PIC .	208
ANEXO IV –	GERAÇÃO DA TENSÃO PARA OPERAÇÃO DA <i>MICRO-REDE</i>	211
ANEXO V –	CIRCUITO DE CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE	221
ANEXO VI –	CIRCUITO DE LEITURA DE TENSÃO	232
ANEXO VII –	CIRCUITO DE LEITURA DE CORRENTE	235
ANEXO VIII –	CIRCUITO DE <i>PHASE-LOCKED LOOP</i> (PLL) .	244
ANEXO IX –	DIAGRAMAS DO PROGRAMA LABVIEW PARA O PROTÓTIPO DE <i>MICRO-REDE</i>	253

LISTAS DE ABREVIATURAS, SÍMBOLOS E LETRAS GREGAS

LISTA DE ABREVIATURAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
FFT	Transformada Rápida de Fourier
GD	Geração distribuída
HFAC	Corrente alternada de alta frequência (<i>High Frequency Alternate Current</i>)
UPLC	Controlador unificado de uma linha de potência (<i>Unified Power Line Conditioner</i>)
UPQC	Condicionador unificado de qualidade de potência (<i>Unified Power Quality Conditioner</i>)
PCC	Ponto de acoplamento com a rede (<i>Point of Common Coupling</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitor (F); capacitância de uma linha de transmissão por unidade de comprimento (F/m)
C_f	Capacitor de filtro (F)
h	Banda de histerese, para controlador de corrente
H_+	Faixa superior de histerese
H_-	Faixa inferior de histerese
i_α	Corrente na fase α (A)
i_β	Corrente na fase β (A)
i_S	Corrente de carga (A)
i_L	Corrente da fonte (A)
i_c	Corrente de compensação (A)
i_c^*	Corrente de compensação de referência (A)
L	Indutor (H); indutância total de uma linha de transmissão por unidade de comprimento (H/m)
L_f	Indutor de filtro (H)
L_{i0}	Indutância interna para uma linha de transmissão por unidade de comprimento, para baixas frequências (H/m)
L_i	Indutância interna para uma linha de transmissão por unidade de comprimento, para qualquer frequência (H/m)

L_e	Indutância externa para uma linha de transmissão por unidade de comprimento (H/m)
m_α'	Sinal auxiliar = $\text{sen}(\omega t)$
m_β'	Sinal auxiliar = $\text{cos}(\omega t)$
p	Potência real instantânea
p'	Sinal auxiliar de potência real instantânea
q'	Potência imaginária instantânea
p_p'	Sinal auxiliar de potência real instantânea, utilizado para o controle do filtro ativo paralelo
q_p'	Sinal auxiliar de potência imaginária instantânea, utilizado para o controle do filtro ativo paralelo
p_s'	Sinal auxiliar de potência real instantânea, utilizado para o controle do filtro ativo série
q_s'	Sinal auxiliar de potência imaginária instantânea, utilizado para o controle do filtro ativo série
R	Resistor (Ω); resistência total de uma linha de transmissão por unidade de comprimento (Ω/m)
R_0	Resistência de uma linha de transmissão por unidade de comprimento, para baixas frequências (Ω/m)
v_α	Tensão na fase α
v_β	Tensão na fase β
v_S	Tensão de carga (V)

v_L	Tensão da fonte (V)
v_c	Tensão de compensação (V)
v_c^*	Tensão de compensação de referência (V)
V_{CC}	Tensão em corrente contínua (V)
$Z(\omega)$	Impedância série, dependente da frequência (Ω)
$Y(\omega)$	Admitância paralela, dependente da frequência (Ω)

LISTA DE LETRAS GREGAS

α	Atenuação em uma linha de transmissão (dB/m)
ϵ_r	Permissividade relativa
μ_r	Permeabilidade relativa do condutor
μ_c	Permeabilidade absoluta do condutor (H/m)
μ_d	Permeabilidade absoluta do material dielétrico (H/m)
μ_0	Permeabilidade do espaço livre (H/m)
σ	Condutividade do material condutor (S/m)
ρ	Resistividade do material condutor ($\Omega \cdot m$)
δ	Profundidade de penetração nominal do condutor (m)
ω	Frequência angular (rad/s)

INTRODUÇÃO

Vários aspectos importantes têm motivado a pesquisa e o desenvolvimento de novas tecnologias para o incremento e otimização da geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Dentre estes aspectos, pode-se citar: *(i)* a escassez de recursos energéticos; *(ii)* as recentes transformações ocorridas no setor elétrico; *(iii)* a busca por maior eficiência no fornecimento e no aproveitamento da energia primária disponível; *(iv)* a necessidade de melhor utilização dos recursos energéticos disponíveis; *(v)* a relevante preocupação com o meio ambiente e com os recursos naturais; *(vi)* a dependência de fontes de energia não-renováveis e em franca diminuição de reservas; e *(vii)* a busca constante por energia de melhor qualidade e com maior confiabilidade. Todos os aspectos citados possuem impacto global e afetam, em especial, os países em desenvolvimento, que devem encontrar alternativas viáveis de se tornarem mais competitivos, auto-suficientes e menos susceptíveis a especulações internacionais, tais como as crises no fornecimento de petróleo.

Dentro deste contexto, várias pesquisas têm sido desenvolvidas na busca das melhores alternativas, do ponto de vista econômico, técnico e ambiental, que visam garantir o suprimento da demanda atual, permitir o suprimento da demanda reprimida e gerar condições para

atender o aumento da demanda, além de limitar a utilização dos combustíveis fósseis não-renováveis ^{[1]-[6]}. Dentre as alternativas pesquisadas, a Geração Distribuída (GD) parece promissora para a expansão coordenada e flexível da capacidade de fornecimento de energia elétrica ^[1]. Um sistema de Geração Distribuída inclui a aplicação de geradores de pequeno porte, tipicamente com potências variando de 1 kW a 100 kW, instalados de forma distribuída ao longo do sistema elétrico existente, próximos aos pontos de consumo, para prover a potência elétrica necessária a um determinado grupo de consumidores. A expressão Geração Distribuída inclui todo o uso de geradores elétricos de pequeno porte (estáticos ou rotativos), localizados ao longo da rede pública, no próprio local de uso da energia por um determinado consumidor ou em um local isolado não-conectado à rede de energia da concessionária ^[1].

Alguns dos principais aspectos motivadores que podem ser citados para justificar os investimentos em pesquisa e desenvolvimento de tecnologias de Geração Distribuída são: *(i)* garantir a continuidade de suprimento da atual demanda energética por aumentar as opções de fontes primárias; *(ii)* auxiliar na prevenção de eventuais faltas de energia; *(iii)* permitir o acesso à energia para consumidores situados em pontos ainda não atendidos pelo sistema atual (normalmente em locais remotos e, atualmente, não viáveis economicamente); e *(iv)* permitir, ainda, o aumento da oferta, com reduzido custo e com manutenção dos atuais níveis de confiabilidade e qualidade, para suprir a demanda reprimida.

Paralelamente ao desenvolvimento das tecnologias para utilização de Geração Distribuída, e em especial de forma mais acentuada nos últimos anos, a utilização de fontes alternativas de energia de pequeno porte, tais como células de combustível, microturbinas e painéis solares, tem recebido uma maior atenção por parte da comunidade científica e de empresas ligadas à área de energia ^{[3]-[5]}. Vários fatores contribuíram para este aumento no interesse em fontes de energias alternativas, dentre os quais pode-se citar: (i) a exploração do potencial de fontes de energia não-convencionais, alternativas ao uso de combustíveis fósseis; (ii) a sua elevada eficiência (especialmente quando comparada com as máquinas térmicas); (iii) a baixa agressão ao meio ambiente na sua operação; e (v) a sua marcante confiabilidade e durabilidade.

A efetiva utilização das fontes de energia alternativa de pequeno porte, em esquemas de Geração Distribuída (ou mesmo isoladamente), exige, na grande maioria dos casos, a utilização de conversores de potência dedicados. Tais equipamentos visam tornar a energia gerada adequada para o suprimento de cargas elétricas convencionais e chaveadas, permitir a interligação com diferentes fontes de energia e dispositivos de armazenagem, além da conexão com a rede pública (onde esta está disponível e onde se tenha o interesse na operação interligada). Acrescenta-se a estes motivos para a utilização de conversores, a qualidade da energia entregue: em grande parte dos casos, os conversores de potência são necessários para entregar energia com qualidade aceitável do ponto de vista da carga, com reduzido conteúdo harmônico e com amplitude e frequência da tensão

compatíveis. Estes pontos se mostram ainda mais importantes quando a carga considerada é a rede pública local, em que é necessário atender determinados requisitos de qualidade de energia ^[72].

Desta forma, observa-se que a utilização de dispositivos da eletrônica de potência é um fator importante para uma efetiva utilização de fontes alternativas de energia e pode contribuir significativamente para uma maior disseminação dos esquemas de Geração Distribuída, permitindo o aumento da oferta de energia com a manutenção da qualidade em níveis similares aos obtidos a partir da operação de grandes geradores rotativos.

Recentemente, um novo conceito para a integração de fontes de energia de pequeno porte, tais como as fontes de energia alternativa, tem sido explorado, que agrega os desenvolvimentos da eletrônica de potência e sistemas de controle para aplicação em Geração Distribuída, em que se tem um verdadeiro sistema de potência em escala reduzida, normalmente com baixa potência e com baixa tensão, sendo chamado de *Micro-rede* (ou *Microgrid*) ^{[7]-[9],[11]}. O conceito de *Micro-rede* assume um conjunto de cargas e fontes de pequeno porte, instalados em um determinado local, operando como um único sistema controlável. Tal sistema pode prover eletricidade e calor para sua área de atendimento, com capacidade para armazenamento de energia e desempenho de funções auxiliares para um determinado conjunto de cargas.

A aplicação do conceito de *Micro-rede* em Geração Distribuída envolve a utilização de um determinado grupo de geradores que atende um determinado conjunto local de cargas, que pode

representar, de forma genérica, um pequeno condomínio, um prédio residencial ou comercial, uma pequena indústria, uma embarcação, ou mesmo um ônibus ou um avião, entre outras. Este grupo de geração é, ainda, apoiado por uma ou mais unidades de armazenagem de energia. Em uma *Micro-rede* podem ser utilizados diferentes tipos de geradores primários, com diferentes características de fornecimento de tensão/corrente. Desta forma, deve-se encontrar uma maneira de realizar a integração destas diferentes fontes, dos dispositivos de armazenagem e das cargas alimentadas pela *Micro-rede*. Para obter esta integração, é comumente necessário utilizar-se um barramento integrador, que pode operar com corrente contínua ou alternada (normalmente em baixa frequência – 50/60 Hz). Uma outra alternativa, apresentada nesta Tese, é a utilização de um barramento integrador que opera com uma tensão na forma de corrente alternada com frequência elevada (HFAC – *High Frequency Alternate Current*). A utilização de tal barramento integrador permite: a conversão direta de potência para geradores de corrente alternada; a utilização de transformadores de alta frequência para isolação galvânica (que apresentam tamanho reduzido); redução do tamanho de filtros passivos; redução do tamanho e peso de fontes auxiliares de potência; a utilização de conversores matriciais para conversão direta CA-CA, entre outras vantagens ^{[17]-[30]}. As restrições técnicas associadas a esta configuração estão relacionadas principalmente ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade, que causam um aumento na queda de tensão ao longo da rede e, assim, limitam a distância para o transporte de energia. Estes aspectos são detalhados nesta Tese, no Capítulo 3.

Para permitir a avaliação da performance de uma *Micro-rede* com barramento em alta frequência em escala de laboratório, e ainda criar condições para pesquisa e exploração futura deste assunto, esta Tese apresenta uma *Micro-rede*, com barramento integrador em alta frequência, que visa integrar fontes de energia alternativa de pequeno porte. Inicialmente, para prova de conceito, considera-se a utilização de fontes de energia na faixa de 500W a 1kW, para alimentar um certo grupo de cargas, localizadas próximas aos pontos de geração. A utilização de geradores de maior porte é possível, uma vez que as estratégias de controle não são alteradas significativamente, apenas os dispositivos de potência. Além disso, para efeito de análise teórica e prática, considera-se uma *Micro-rede* com barramento monofásico, mas uma configuração trifásica também é possível, estendendo-se os conceitos desenvolvidos para tal sistema.

Como citado anteriormente, quando se considera uma *Micro-rede*, com geradores de pequeno porte, observa-se a necessidade da utilização de conversores de potência, tanto para as fontes e dispositivos armazenadores de energia quanto para algumas cargas, tais como cargas alimentadas a partir de retificadores ou inversores de frequência para acionamento de motores elétricos com velocidade variável. A operação de tais conversores pode originar distorções na tensão presente no barramento da *Micro-rede* (o que poderia afetar adversamente determinadas cargas locais) e, também, a tensão no ponto de acoplamento com a rede pública, quando opera-se de forma interligada com a rede. Além disto, devido à possível interação entre cargas e fontes, pode haver a circulação de correntes harmônicas no

barramento da *Micro-rede*. Para suprir estas correntes harmônicas, haverá uma contribuição compartilhada, onde parte será suprida pela rede pública e parte pelas fontes e dispositivos armazenadores de energia da *Micro-rede*. Tais correntes, além de distorcerem a forma de onda da tensão (quando circulam sobre a reatância da linha), diminuem a eficiência da conversão de energia, provocam aquecimento das máquinas e podem, inclusive, afetar a operação de cargas mais sensíveis ou que dependam do sincronismo da rede. Outro fator que deve ser considerado na operação de uma *Micro-rede* é a circulação de correntes reativas, necessárias para suprir determinadas cargas, como por exemplo, motores de indução.

Desta forma, para melhorar a qualidade da energia presente na *Micro-rede*, reduzindo as distorções nas formas de onda de corrente e tensão e melhorando o fator de potência, propõe-se a utilização de um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*), integrado ao barramento da *Micro-rede* [36]-[37]. O principal objetivo do UPQC, que integra filtros ativos em paralelo e em série, é compensar distorções harmônicas de corrente e de tensão, além de compensação da potência reativa na frequência fundamental. O controlador do UPQC deve determinar os sinais de referência para os conversores de potência que compõe os seus filtros ativos, de forma a minimizar as distorções presentes na *Micro-rede*. Dentre as técnicas disponíveis para determinação dos conteúdos harmônicos de corrente e tensão, utilizou-se a teoria de potências instantâneas (ou Teoria p-q), que utiliza valores instantâneos de corrente e tensão para obter as componentes de referência para

compensação^{[36]-[38]}. Tal teoria apresenta-se bem desenvolvida para sistemas trifásicos, mas a sua aplicação em sistemas monofásicos não foi totalmente explorada. Para esta Tese, esta teoria foi extensamente explorada e simplificada, visando sua aplicação para sistemas monofásicos, resultando em uma redução no número de operações matemáticas e em facilidade de aplicação para filtros ativos em paralelo, série ou integrados. Uma das grandes vantagens de se utilizar o conceito da Teoria p-q consiste no fato de se trabalhar com valores de tensões e correntes instantâneas, o que dispensa cálculos de valores eficazes ou defasagem angular, que demandam tempo de processamento e que podem degenerar a dinâmica do controle. Como o sistema de geração distribuída utiliza um barramento em alta frequência, esta característica mostra-se bem atraente, uma vez que o controlador pode atuar no sistema em tempo hábil. Por outro lado, para a obtenção dos sinais de referência, são necessários filtros digitais para isolar os componentes a serem compensados.

Agregando os conceitos e técnicas citados, esta Tese apresenta o desenvolvimento de uma *Micro-rede* com barramento integrador operando em frequência elevada (por exemplo, 400 Hz) que visa criar uma alternativa para integração de fontes alternativas de energia. O sistema proposto possui barramento monofásico, mas cujo conceito pode, futuramente, com algumas modificações ser estendido para um barramento trifásico. Para melhorar a qualidade de energia dentro da *Micro-rede*, propõe-se a utilização de um UPQC, cuja metodologia de controle foi elaborada a partir da Teoria p-q. Como resultado global esperado para este trabalho, pretende-se o desenvolvimento de um

sistema inovador de geração, com incentivo à pesquisa e utilização de fontes de energia alternativas em esquemas de Geração Distribuída. Os principais objetivos e aspectos inovadores desta pesquisa são detalhados nas seções seguintes.

1.1 Objetivos desta Tese

- 1) Estabelecimento de um modelo de referência típico para Geração Distribuída com fontes alternativas que sirva de base para os testes a serem efetuados com um barramento integrador em alta frequência (HFAC).
- 2) Análise e implementação de um compensador estático integrado (UPQC), projetado para operar em um sistema de Geração Distribuída do tipo *Micro-rede* com barramento HFAC. Para este controlador será utilizada a teoria de potências instantâneas, Teoria p-q, para obtenção dos sinais de corrente e tensão de compensação.
- 3) Análise e implementação de conversores de potência CC-CA, utilizando chaves MOSFET, para serem utilizados em sistemas de geração distribuída, operando com uma tensão de saída com frequência elevada (tipicamente de 400 Hz a 500 Hz).
- 4) Avaliação geral do comportamento do sistema de geração distribuída HFAC, visando apresentar subsídios para a futura utilização deste sistema de geração distribuída como alternativa viável para a expansão da capacidade de geração existente em aeronaves, navios, ônibus e outras formas de aplicação não-conectadas ou conectadas a rede pública.
- 5) Desenvolvimento conceitual e projeto de uma rede de Geração Distribuída em alta frequência.
- 6) Utilização de elementos armazenadores de energia para melhoria da qualidade de energia e controle do fluxo de potência.

1.2 Organização dos Capítulos

Uma introdução geral ao assunto de Geração Distribuída e *Micro-redes* de alta frequência é apresentada no Capítulo 1: aspectos relacionados à necessidade de compensação de harmônicos de tensão e corrente e de potência reativa, oriundos da operação da *Micro-rede* foram descritos, bem como apresentada a proposta de utilizar-se um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC), utilizando a Teoria p-q, para melhorar a qualidade de energia em uma *Micro-rede*.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão geral sobre o assunto desta Tese, em especial sobre Geração Distribuída e sobre compensação ativa, e descreve o conteúdo do material utilizado na pesquisa bibliográfica como forma de preparação para a fundamentação teórica apresentada no capítulo 3.

No Capítulo 3 são apresentados aspectos relacionados à utilização de Geração Distribuída, enfatizando a utilização de fontes alternativas de energia, tais como solar, eólica, pilhas de células de combustível, micro-aproveitamentos hidroelétricos, entre outras. O capítulo apresenta, também, algumas das diferentes formas de integração de fontes alternativas, descrevendo em detalhes o conceito de *Micro-rede*. Finalmente, o capítulo descreve a utilização de um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC) para melhoria da qualidade da energia da *Micro-rede*.

O Capítulo 4 apresenta detalhes sobre o controle e a implementação do UPQC e também sobre o protótipo de *Micro-rede* desenvolvido no laboratório para validar a proposta deste trabalho.

No Capítulo 5 são apresentadas algumas simulações realizadas para avaliar o comportamento da Micro-rede e da compensação ativa, para as situações de compensação de tensão e corrente, de forma independente ou em conjunto. O capítulo apresenta, ainda, resultados práticos obtidos com o protótipo de *Micro-rede* desenvolvido no laboratório, visando complementar os resultados de simulações.

Um resumo das principais conclusões, aspectos inovadores e contribuições dessa Tese é apresentado no Capítulo 6, que destaca as principais contribuições do autor e também sugere tópicos de interesse para a continuidade desse trabalho.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O sistema elétrico existente na maioria dos países está baseado em grandes unidades geradoras, instaladas de forma centralizada, cuja energia produzida é transmitida a grandes distâncias, até os pontos de consumo. Na sua grande maioria, as centrais de geração são do tipo nuclear, térmica ou hidroelétricas, com potências na faixa de centenas de MW a alguns GW ^{[1]-[2]}.

Observa-se, nos últimos anos, uma mudança de conceitos em direção à uma operação distribuída, com unidades geradoras de pequeno porte, instaladas próximas aos pontos de consumo ^{[1]-[6]}. Paralelamente, a aplicação de geradores de energia elétrica com fontes alternativas e/ou renováveis, tais como eólica, solar e, mais recentemente, células de combustível, tornaram-se economicamente e tecnicamente viáveis. As primeiras instalações de pequenas unidades geradoras com este tipo de fonte de energia foram observadas nas décadas de 1980 e 1990, a maioria próxima dos consumidores, operando isoladamente da rede ou conectadas no lado de distribuição, devido à sua potência reduzida.

Esta característica de geração, descentralizada, sendo apropriadamente denominada de Geração Distribuída (GD), tem sido

considerada como uma alternativa promissora para a expansão coordenada e flexível do atual sistema de distribuição, com custo reduzido e com aumento da confiabilidade ^[1]. A GD consiste da aplicação de geradores de pequeno porte, tipicamente com potências de 1 kW a 100 kW, distribuídos ao longo do sistema, e utilizados para prover a energia elétrica próximo aos locais de consumo. Atualmente, as fontes de energia estudadas e consideradas para sistemas de GD incluem: geradores hidroelétricos, geradores eólicos, painéis solares, pilhas de células de combustível, geradores diesel e turbinas a gás ^{[1]-[5]}.

Este aumento no interesse em utilização de unidades geradoras distribuídas e a necessidade de integração das diferentes fontes de energia utilizadas têm estimulado o estudo e a pesquisa destes assuntos, em especial ao longo dos últimos anos, em empresas especializadas, centros de pesquisas e universidades. Observações resultantes destes estudos demonstram que a utilização de fontes alternativas de energia é amplamente favorecida em esquemas de geração descentralizados, seja em operação isolada ou interligada à rede pública. Aspectos como baixas emissões atmosféricas e baixa agressão ao meio-ambiente, elevado rendimento, possibilidade de utilização local do calor e da eletricidade gerados e modularidade, entre outros, fazem com que as fontes de energia alternativas sejam consideradas para este novo cenário do setor elétrico ^{[3]-[6]}.

Estas tecnologias de geração, normalmente interconectadas aos sistemas de distribuição, podem formar um novo tipo de sistema de geração de energia distribuída, o assim chamado *Micro-rede* (ou

Microgrid)^{[7]-[11]}. O conceito de *Micro-rede* assume um conjunto de cargas e fontes de energia de pequena escala, operando como um sistema controlável, que pode prover ambos, potência elétrica e calor, para a sua área local de atendimento. Em uma *Micro-rede*, as fontes de energia são conectadas a um barramento integrador comum, que pode ser ou não interligado à rede de distribuição existente. Em uma determinada *Micro-rede*, fontes de energia diversas, com diferentes características de saída podem ser utilizadas, fazendo que a *Micro-rede* possua flexibilidade na utilização das fontes primárias e permita um maior aproveitamento dos recursos energéticos disponíveis. Adicionalmente, elementos de armazenagem também devem ser considerados, uma vez que as fontes de energia alternativas nem sempre estão disponíveis. Assim, em função da diversidade de dispositivos existem em uma determinada *Micro-rede*, com diferentes características de fornecimento, será normalmente necessário utilizar-se conversores de potência dedicados e controles aplicados, para a integração dos diferentes tipos de unidades geradoras e dispositivos de armazenagem, além da interconexão com a rede pública, quando desejado.

Desta forma, uma *Micro-rede* possibilita que novas funções, além da geração de energia elétrica e térmica, sejam desempenhadas pelo sistema, devido à dinâmica das unidades consideradas e à utilização dos conversores de potência, rápidos e com capacidade de desempenhar funções auxiliares^{[10]-[13]}. Aspectos relacionados à utilização de unidades distribuídas para compensação de reativos e

controle de potência ativa também têm sido pesquisados e pode-se encontrar na literatura publicações relevantes nesta área ^{[14]-[15]}.

Recentemente, observa-se uma tendência de se considerar sistemas de geração distribuída agrupados em *Micro-redes* e, ainda, desempenhando funções adicionais, permitindo a disponibilidade de energia com qualidade superior, sendo chamada de *Premium Energy*, para determinadas cargas supridas pela *Micro-rede* ^[12]. De maneira a obter a máxima utilização de um sistema deste tipo, uma integração inteligente de todas as fontes, dispositivos de armazenagem e cargas se torna necessária. Existem diferentes alternativas para se integrar as fontes de energia, sendo as mais usuais a utilização de um barramento integrador em corrente contínua ou em corrente alternada, com frequência de 50 ou 60 Hz ^{[11]-[12],[16]}.

Uma maneira alternativa de obter esta integração é através da utilização de um barramento integrador operando em alta frequência (HFAC – *High Frequency Alternate Current*) ^{[17]-[30]}. Este barramento pode ser projetado para operar uma frequência elevada, como por exemplo, 400 Hz, 500 Hz ou mesmo 20 kHz ^{[17]-[22]}. Descrições de algumas aplicações de sistemas operando com frequência elevada podem ser encontradas na literatura, especialmente para instalações militares terrestres e marítimas, instalações espaciais, aeronaves, tendo sido também considerados para utilização em veículos comerciais. Por exemplo, sistemas em 400 Hz são um dos padrões na indústria aeronáutica ^{[18],[19]}. Takahashi e Su desenvolveram e apresentaram um sistema de potência operando com frequência de 500 Hz ^{[20],[21]}. Nestes artigos, os autores apresentam detalhes sobre a linha de transmissão,

conversores de potência e possíveis aplicações para tal sistema, tais como motores de alta velocidade, aquecimento por indução, iluminação fluorescente e fontes de energia com resposta rápida.

Aplicações de tecnologias similares às *Micro-redes*, utilizando conversores de potência dedicados operando com frequência de 400 Hz, têm sido pesquisadas e utilizadas especialmente em sistemas aeroespaciais e aplicações militares, em que aspectos como tamanho, peso, interferência eletromagnética e performance são extremamente relevantes e críticos para estas aplicações ^{[70],[71]}.

A utilização de um barramento integrador em alta frequência apresenta algumas vantagens, que serão apresentadas no Capítulo 3, assim como as possíveis desvantagens, que precisam ser consideradas, principalmente os efeitos pelicular e de proximidade ^{[21],[57],[58]}. Uma das grandes vantagens em se utilizar um barramento integrador para *Micro-redes* com frequência elevada é a diminuição do tamanho e do peso dos elementos passivos, como transformadores, capacitores e indutores. Tal redução é interessante quando se considera a aplicação de *Micro-redes* em locais de espaço reduzido, como é o caso de ônibus, pequenos prédios comerciais e industriais, condomínios, centros de pesquisa, entre outros.

Assim, agregando a utilização de *Micro-redes* com barramento integrador operando em frequência elevada, pode-se obter um sistema de geração de energia compacto e que possibilita, ainda, a implementação de funções adicionais, como controle de potência ativa/reactiva, armazenagem de energia e filtragem ativa. Dentro deste contexto, percebe-se que há uma lacuna que permita a integração

destas capacidades e potencialidades em uma plataforma flexível e que possibilite o desenvolvimento de tais sistemas e o incentivo à maior utilização de fontes alternativas de energia em esquemas de *Micro-redes*. Desta forma, entende-se que este trabalho vem contribuir para preencher esta lacuna, em que se propõe uma *Micro-rede* monofásica, flexível, com barramento integrador em 400 Hz e com capacidade de filtragem ativa integrada, em série e em paralelo. Adicionalmente pretende-se que esta *Micro-rede* possa ser interligada com a rede pública, utilizando-se, para isto, um conversor do tipo matricial ^{[31]-[35]}. Um conversor matricial é um conversor direto de potência CA-CA, que permite o fluxo de potência ativa e reativa, sem a necessidade de um barramento interno em corrente contínua. Desta forma, elimina-se a necessidade de capacitores ou indutores para filtragem, que normalmente possuem tamanho e custo elevados e diminuem a resposta dinâmica do controle do conversor. A utilização de tal conversor é estimulada pela aplicação proposta, uma vez que se tem possibilidade de conversão direta de uma frequência elevada para uma frequência reduzida (como por exemplo 60 Hz).

Considerando a melhor utilização do barramento da *Micro-rede*, torna-se importante compensar a potência reativa, harmônicos de corrente de carga e distorções na tensão, presentes no sistema. Os harmônicos de corrente são originados, principalmente, pela utilização de cargas não-lineares, como conversores de potência, fontes chaveadas e circuitos retificadores, enquanto que as distorções na tensão são originadas da operação dos conversores de potência utilizados para fontes e cargas, além de outras não-linearidades que

podem estar presentes no sistema. Filtros ativos e, em particular um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC - *Unified Power Quality Conditioner*), podem ser utilizados para atingir os objetivos simultaneamente: compensar harmônicos de corrente, potência reativa e distorções na tensão ^{[36]-[40]}. A utilização de filtros ativos em sistemas de distribuição, principalmente filtros ativos em paralelo, tem aumentado nos últimos anos, para sistemas operando em 50/60 Hz. Não se encontraram na literatura, exceto os trabalhos desenvolvidos pelo grupo de pesquisa da Universidade Federal de Santa Maria e da Colorado School of Mines, artigos propondo a utilização de filtros ativos em esquemas de geração operando com frequência elevada ^{[48],[49],[69]}.

O controlador do UPQC utiliza valores instantâneos da corrente de carga e da tensão da fonte para obter os componentes atuais e instantâneos das potências ativa e reativa. A definição destas componentes é baseada na teoria de potências instantâneas (ou Teoria p-q) ^{[36]-[38],[42]-[45]}, sendo que a principal vantagem de se utilizar a Teoria p-q é que não é necessário calcular os valores RMS (*Root Mean Square*) ou obter a FFT (*Fast Fourier Transform*) para se obter as referências de corrente e tensão para a compensação. Esta característica se torna importante porque ambos os cálculos, dos valores RMS e da FFT, requerem, normalmente, um tempo de processamento considerável e, como consequência, podem afetar a dinâmica do sistema, além de necessitarem um processador mais poderoso (DSP). Após a obtenção destes componentes de potência, o controlador calcula a corrente e a tensão de referência, que devem ser

utilizadas para compensar as grandezas desejadas. Estas referências são, então, reproduzidas e aplicadas no sistema, utilizando conversores de potência operando em modo PWM.

A aplicação da Teoria p-q para sistemas trifásicos, com três ou quatro fios, encontra-se bastante divulgada e maiores informações podem ser encontradas na literatura sobre teorias de potências e compensação estática ^{[36]-[42]}. Por definição, para aplicar-se a Teoria p-q para sistemas monofásicos, é necessário aplicar uma transformação intermediária, transformando-o num sistema pseudo-bifásico (ou pseudo-trifásico), antes de aplicar a Teoria p-q, sendo que diferentes metodologias podem ser encontradas na literatura para esta transformação ^{[43]-[45]}. Os dois métodos que podem ser destacados para esta transformação, propostos por Haque e Ise ^[43] e por Liu *et al.* ^[44], envolvem a definição da corrente da fase considerada (única fase para o sistema monofásico) que é considerada como a componente na fase α . A componente da fase β é obtida após uma transformação de fase na componente α : um adianto de $\pi/2$ ^[43] ou um atraso de $\pi/2$ ^[44]. No método proposto por Liu *et al.* ^[44] o controle apresenta apenas um retardo de 90° , sendo que as componentes são mais facilmente obtidas na prática, utilizando processadores, ao contrário do método proposto por Haque e Ise ^[43], em que se deve obter um adianto de fase instantâneo de 90° .

Assim, o método apresentado por Liu *et al.* se mostra mais adequado para a determinação da corrente de compensação de referência para sistemas monofásicos. Neste trabalho, um método similar ao apresentado por Liu *et al.* é utilizado, com algumas

modificações, a serem detalhadas nesta Tese. Da mesma forma, o método é estendido para a determinação da tensão de referência para o filtro ativo série. Entende-se que a utilização da Teoria p-q, para o controle de filtros ativos monofásicos integrados, em paralelo e em série, formando um UPQC, também é um aspecto inovador apresentado neste trabalho, visto que apenas resultados preliminares foram publicados nesta área, para sistemas operando em 60 Hz e em aplicações muito específicas ^[47].

GERAÇÃO DISTRIBUÍDA E O CONCEITO DE *MICRO-REDE*

A disponibilidade de energia elétrica com qualidade, baixo custo e confiabilidade compatíveis é fundamental para a manutenção do atual estágio de desenvolvimento tecnológico das regiões e dos países. Esta questão torna-se ainda mais importante para países em desenvolvimento, como o Brasil, em que, além da necessidade de suprir a demanda atual com custo reduzido, há a preocupação de suprir a demanda reprimida, possibilitando, assim, maior incentivo ao crescimento e uma maior competitividade para as empresas e para o país.

Atualmente, a nível global, observa-se uma grande dependência de fontes de energia não renováveis, especialmente de combustíveis fósseis. Neste cenário, os países em geral, e o Brasil de forma especial, precisam se posicionar como energeticamente independentes, devendo para isto, incentivar a utilização das fontes renováveis e não-poluentes, para aumentar a sua competitividade e diminuir esta dependência. No caso particular do Brasil, onde cerca de 80% da energia elétrica é gerada por grandes centrais hidroelétricas, a

diversificação também mostra-se importante, uma vez que o impacto ambiental, a necessidade de alternativas para períodos de seca e mesmo o custo de construção e manutenção de tais centrais torna, cada vez mais, inviável para o setor elétrico manter esta estrutura não diversificada. Além disto, para que o crescimento econômico brasileiro seja acelerado é importante que novas fontes de energia, não poluentes e que possam ser instaladas independentes da rede central de energia elétrica, sejam viabilizadas ^{[76]-[78]}.

Face a todos estes fatores, a GD, que utiliza fontes energéticas de pequeno e médio porte, pode ser uma alternativa viável para o setor elétrico, uma vez que a GD permite a expansão coordenada e flexível do atual sistema de geração, além de reduzir a necessidade de transporte de energia elétrica ^{[1]-[5]}. Em geral, considera-se como GD: qualquer fonte geradora com produção destinada, em sua maior parte, à cargas locais ou próximas, alimentadas sem a necessidade de transporte da energia através da rede de transmissão ^{[76]-[78]}.

Alguns dos principais aspectos motivadores que podem ser citados para justificar os investimentos em pesquisa e desenvolvimento de tecnologias de GD são: (i) garantir a continuidade de suprimento da atual demanda energética, por aumentar as opções de fontes primárias; (ii) auxiliar na prevenção de eventuais faltas de energia (apagões - *blackouts*); (iii) permitir o acesso à energia para consumidores situados em pontos ainda não atendidos pelo sistema atual (normalmente em locais remotos e, atualmente, não viáveis economicamente); (iv) dispor de sistemas de energia em emergências e como reserva (*back-up*); e (v) permitir, ainda, o aumento da oferta,

com reduzido custo e com manutenção dos atuais níveis de confiabilidade e qualidade, para suprir a demanda reprimida.

Em função dos aspectos citados, nos últimos anos, tem se observado um incremento nas pesquisas sobre GD e sobre Integração de Fontes de Energia ^{[2]-[6]}. No entanto, para permitir uma utilização mais efetiva das fontes alternativas de energia em GD, algumas soluções tecnológicas de engenharia precisam ainda ser melhor desenvolvidas e estabelecidas, para suplantar desafios como: manutenção do nível de confiabilidade dos atuais geradores de grande porte, qualidade da energia disponibilizada, proteção, aspectos de qualidade e segurança relativos à conexão com a rede existente, controle das fontes energéticas e dos conversores associados, utilização otimizada dos recursos energéticos disponíveis, entre outros.

Vários centros de pesquisa de excelência mundial têm se dedicado à busca de soluções para estas questões, tendo, assim, desenvolvido trabalhos relevantes nesta área ^{[3]-[16]}. Dentro deste contexto, o Centro de Estudos em Energia e Meio Ambiente (CEEMA), da Universidade Federal de Santa Maria (Brasil) e o Department of Engineering, da Colorado School of Mines (Estados Unidos da América), estão alinhados com esta tendência de pesquisas para o setor energético, tendo publicado conjuntamente vários artigos relevantes nesta área, especialmente na área de fontes alternativas de energia ^{[48]-[49],[69],[73]-[76]}.

Contribuindo para esta linha de pesquisa, esta Tese apresenta uma alternativa para a integração de fontes de energia (estáticas ou

rotativas), em um modelo de GD do tipo *Micro-rede* (ou *Microgrid*). Uma *Micro-rede* é considerada como um micro-sistema de distribuição, com suas fontes e dispositivos de armazenagem, para suprir energia elétrica (e eventualmente energia térmica), para um determinado grupo local de cargas. O conceito de *Micro-redes* é relativamente recente, e não foi, ainda, totalmente explorado, tendo, assim, uma lacuna para desenvolvimento nesta área ^{[7]-[11]}.

A *Micro-rede* apresentada nesta Tese possui dispositivos de eletrônica de potência e controladores dedicados, utilizados para integrar as diferentes fontes de energia, em um barramento integrador, monofásico, com uma frequência nominal de 400 Hz. Todavia, as idéias aqui apresentadas e analisadas podem ser incorporadas em qualquer barramento CC ou CA, desde que as limitações físicas de chaves rápidas de potência e de processadores de sinais de alta velocidade de amostragem sejam adequadamente endereçadas. Da mesma forma, os conceitos podem ser estendidos para *Micro-redes* trifásicas, para atender cargas com esta característica.

A potência disponibilizada às cargas é, primeiramente, condicionada por um dispositivo do tipo UPQC (*Unified Power Quality Conditioner* – Condicionador Unificado de Qualidade de Potência), que reduz o conteúdo harmônico presente na corrente e na tensão do barramento e, ainda, fornece a potência reativa necessária à operação das cargas na *Micro-rede*. O barramento da *Micro-rede*, disponibiliza, então, energia ao grupo de cargas locais, com uma tensão senoidal que apresenta um reduzido conteúdo harmônico e fator de potência aproximadamente unitário. Para este dispositivo

(UPQC), é possível, ainda, incorporar funções de controle adicionais, visando controlar o fluxo de potência na *Micro-rede* (sendo, neste caso, chamado de UPLC – *Unified Power Line Conditioner* – Condicionador Unificado da Potência da Linha). Finalmente, um conversor matricial pode ser utilizado para a interligação do barramento da *Micro-rede* com o sistema elétrico existente, caso isto seja possível no local em que a *Micro-rede* está instalada. Estes dois últimos aspectos não são cobertos nesta Tese, mas os resultados obtidos servem de subsídios para futuros desenvolvimentos nesta área.

O âmbito de uma possível utilização das *Micro-redes* pode ser relacionado aos ambientes de curta distância de distribuição de energia, tais como pequenos prédios industriais e comerciais, pequenos condomínios residenciais, centros de pesquisa, aviões, ônibus e navios, entre outros.

Os parágrafos seguintes situam o assunto desta Tese em relação à Geração Distribuída, apresentando seu conceito e as vantagens e desvantagens oriundas da sua utilização. Após, são apresentadas algumas das maneiras distintas de interligação de fontes de energia alternativa de pequeno porte. O conceito de *Micro-rede* é, então, apresentado, com ênfase na utilização de uma *Micro-rede* com um barramento monofásico operando em alta frequência (400 Hz). Finalmente, são destacados alguns aspectos, positivos e negativos, da utilização de um barramento com tal frequência de operação.

3.1 Conceito Geral de Geração Distribuída

Em termos gerais, GD refere-se a uma variedade de tecnologias de geração de potência modulares e de pequeno porte, que podem ser combinadas com controladores dedicados, visando o gerenciamento de energia, e dispositivos de armazenagem, assim utilizadas para melhorar a operação dos sistemas de abastecimento de eletricidade, conectados ou não à rede pública. Os geradores utilizados em GD possuem, tipicamente, potências variando de 1 kW a 100 kW (chegando eventualmente, a alguns MW) ^{[1]-[2]}.

Em geral considera-se como GD qualquer fonte geradora de energia, cuja produção é destinada, em sua maior parte, às cargas locais ou às cargas que estão próximas ao ponto de instalação desta fonte, possuindo as seguintes características ^[78]:

- derivar de diversas fontes primárias de energia, tanto renováveis (biomassa, resíduos, etc.) quanto não renováveis (sobretudo gás natural);
- não se vincula a uma tecnologia específica: há muitas possibilidades técnicas em operação e várias em desenvolvimento;
- não implica em propriedade: o(s) equipamento(s) gerador(es) junto ao consumidor pode(m) ser, ou não, de sua propriedade; a sua gestão e a sua operação podem correr ao encargo dele próprio ou de terceiros, inclusive, como já ocorre em outros países, através de concessionárias de energia elétrica;

- não implica em dimensões de geração máxima ou mínima.

Um conceito um pouco mais abrangente é o de *Distributed Resources* (Recursos Distribuídos de Energia), que inclui, também, as capacidades de ^{[1], [76]-[78]}.

- a) co-geração:** produção simultânea de energia térmica e de energia elétrica, a partir de determinados combustíveis. A energia térmica pode ser utilizada para aquecimento ambiental ou para processos industriais sem necessidade de transporte;
- b) frio/calor distrital:** produção simultânea de energia elétrica e de água gelada ou água quente ou vapor (para resfriamento ou aquecimento, residencial, comercial ou industrial);
- c) fontes energéticas "virtuais":** utilização de geradores de emergência para a geração normal (durante períodos de *não-emergência*); disponibilização de energia já contratada que não venha a ser usada durante certo período (como, por exemplo, em uma indústria, por motivo de férias coletivas antecipadas);
- d) redução da demanda pelo controle do consumo** (técnicas de gerenciamento pelo lado da demanda);
- e) armazenamento de energia elétrica para posterior re-injeção na rede;**
- f) gerador móvel ou itinerante.**

Os dispositivos para armazenagem de energia são essenciais para atender os níveis de qualidade de energia e confiabilidade exigidos

para utilização de sistemas de GD. Eles também provêm meios para a disponibilidade de potência de emergência, no caso de escassez da fonte primária, e auxiliam na tarefa de diminuição do pico de demanda (*peak shaving*). Dispositivos de armazenamento de energia permitem que os dispositivos de geração possuam maior capacidade de seguir a curva de carga. Além disso, estes dispositivos suportam o uso de energias renováveis, tais como solar e eólica, pois a armazenagem de energia torna este tipo de geração disponível por um período maior de tempo, atuando como reserva nos momentos de redução da energia primária. Como dispositivos armazenadores de energia, pode-se citar: baterias, supercapacitores, dispositivos mecânicos do tipo rodas-livre (*flywheels*), bombeamento de água e tanques de água quente.

3.2 Utilização de Esquemas de Geração Distribuída ^{[1],[2]}

O incentivo inicial à utilização de GD surgiu nos Estados Unidos, a partir das mudanças na legislação iniciadas pelo Public Utilities Regulatory Policies Act (PURPA) em 1978 e, posteriormente, ampliadas, em 1992, pelo Energy Policy Act, com a desregulamentação da geração de energia ^[1]. Outros países também começaram a alterar sua legislação referente ao setor elétrico e a difusão do conceito de GD foi facilitada pelo progresso tecnológico mundial, podendo citar-se os avanços no campo de controle e processamento de dados e no campo das telecomunicações que

permitiram maior rapidez e menor custo na transmissão de grandes volumes de informação.

Mais recentemente, surgiram também no Brasil tendências para incremento da utilização de GD decorrentes das seguintes causas principais ^{[76]-[78]}:

- a) Desejo dos consumidores de reduzir o custo do suprimento de energia elétrica e de melhorar a confiabilidade desse suprimento; como exemplo, pode-se citar o custo do óleo diesel que torna, em certos casos, mais econômico o atendimento da demanda na ponta pela geração local do que pela concessionária;
- b) reestruturação institucional do setor elétrico brasileiro, com conseqüente:
 - criação das figuras do *consumidor livre* e do *comercializador de energia*;
 - oportunidade de livre acesso de produtores independentes e consumidores livres ao sistema de transmissão e distribuição, pelas regras estabelecidas pela ANEEL;
 - legalização da venda de energia elétrica ao mercado por produtores independentes;
 - permissão legal de distribuição de eletricidade junto com a de frio/calor distrital;
- c) disponibilidade crescente do gás natural para geração, em virtude do aumento da oferta tanto de origem nacional como

externa, da construção de gasodutos para transporte e do desenvolvimento das redes de distribuição;

- d)* maior conscientização com relação aos problemas ambientais, tendo como consequência a busca por soluções que tendam a reduzir os impactos ambientais da geração, dentre as quais as que permitem melhor aproveitamento da energia proveniente dos combustíveis fósseis e também o maior incentivo no uso de combustíveis alternativos;
- e)* aperfeiçoamento de tecnologias que tornam competitivos novos processos de geração e novas fontes de energia;
- f)* progresso da tecnologia eletrônica e a consequente redução nos custos dos sistemas de controle, de processamento e de transmissão de dados, viabilizando a operação de sistemas elétricos cada vez mais complexos;
- g)* esgotamento das principais fontes hidráulicas de energia elétrica principalmente aquelas com distâncias reduzidas dos centros consumidores;
- h)* possibilidade de aquisição de créditos internacionais para países participantes do tratado de Kyoto que invistam em tecnologias que diminuam a emissão global de gases que contribuem para o aumento do efeito estufa.

Embora o interesse prático mais imediato da GD prenda-se aos sistemas interligados, os avanços econômicos nesta área apresentarão reflexos nos sistemas isolados. Com efeito, o aumento da escala de

seu uso, em função da dimensão dos sistema interligados (como o caso do sistema brasileiro), fatalmente provocará uma queda nos preços dos equipamentos, viabilizando-os para os sistemas isolados (por exemplo, como os ainda existentes nas Regiões Norte, Nordeste e Centro Oeste do Brasil) ^[78].

Um cenário englobando as alternativas de Geração Centralizada e Geração Distribuída, com ênfase crescente na GD, parece ser a forma mais eficaz para atender a nova demanda de energia elétrica, em bases atraentes para a iniciativa privada. Neste cenário, a equação financeira pode ser vantajosa, pois a presença de mais fornecedores, atendendo esta demanda de maneira mais ajustada ao seu crescimento e reduzindo-se os investimentos ociosos. Deve ser considerado, ainda, que a redução de perdas nos sistemas de transmissão e de distribuição, em função da utilização de GD, reduz de 10 a 15 % o valor da nova energia ^[78].

3.3 Vantagens Oriundas da Utilização da Geração Distribuída ^{[1],[2],[76]-[78]}

Além da capacidade de permitir o atendimento de necessidades futuras de energia, sistemas de GD podem ser desenvolvidos com custo reduzido e progressivo, com qualidade e confiabilidade, fazendo com que a GD tenha importância crescente no atual ambiente competitivo do setor elétrico, por diversos aspectos, dentre eles ^{[76]-[78]}:

- a) a GD pode prover independência e flexibilidade para o consumidor no planejamento e no desenvolvimento da instalação; isto é particularmente importante para cargas críticas e sensíveis em ambientes sujeitos a interrupções e falhas;
- b) o custo da energia produzida por GD está decrescendo ao ponto onde ela torna-se competitiva com a energia elétrica fornecida pela rede ^{[1],[78]}; companhias de energia podem, portanto, adicionar geração em pontos críticos na rede, próximos a cargas específicas, reduzindo o congestionamento na rede, reduzindo perdas e melhorando a compensação de tensão, por exemplo;
- c) GD permite a produção independente de energia elétrica por um consumidor, possivelmente a um preço reduzido, assim reduzindo os seus gastos com energia elétrica; o excesso de energia pode ser disponibilizado no mercado e, se comercializado, gerar algum lucro para este consumidor/produtor;
- d) com os custos sendo reduzidos, produtores de energia independentes podem instalar geradores e conectarem-se à rede de potência, para vender energia;
- e) GD tem o potencial de prover alguns dos serviços auxiliares (*ancillary services*) que têm sido identificados como um resultado da desregulamentação do mercado, tais como ^[5]:
 - fornecimento de potência reativa (tanto absorção quanto injeção) para melhorar o controle de tensão;

- regulação e busca da curva de consumo de potência (*load power consumption tracking*), funções estas tipicamente realizadas por controle automático da geração;
- operação e reservas: provisão para capacidade de geração seguindo faltas de energia, planejada e forçada, respectivamente;
- uso de geração para corrigir erros e controle de frequência e o uso de geração para atender variações de carga;
- serviços de estabilidade da rede: estabilizador do sistema de potência e funções de frenagem dinâmica;

Resultam daí benefícios tanto para os consumidores quanto para as concessionárias. Para os autoprodutores, há mais uma vantagem:

- f) aumento da eficiência energética, redução simultânea dos custos das energias elétrica e térmica e a colocação dos excedentes da primeira no mercado a preço competitivo;

Para o País, resultam benefícios ambientais e econômicos tais como ^[78]:

- g) redução de impactos ambientais da geração, pelo uso de combustíveis menos poluentes, pela melhor utilização dos combustíveis tradicionais e, em certos tipos de cogeração, com a minimização de resíduos industriais poluidores;

- h) benefícios gerais decorrentes da maior eficiência energética obtida pela conjugação da geração distribuída com a geração centralizada;
- i) maiores oportunidades de comercialização e de ação da concorrência no mercado de energia elétrica;
- j) menor dependência de fontes externas de energia como o petróleo e o gás natural.

3.4 Desvantagens Oriundas da Utilização da Geração Distribuída ^{[1],[78]}

A utilização de GD traz, também, algumas desvantagens que devem ser consideradas, devidas principalmente ao aumento do número de empresas e entidades envolvidas e à desvinculação entre interconexão física e intercâmbio comercial: pode haver situações em que um produtor independente conecte a sua geração na rede de uma concessionária, que serve apenas de transportador de energia para um determinado consumidor remoto. Entre as desvantagens oriundas da utilização de GD, pode-se citar:

- a) Maior complexidade no planejamento e na operação do sistema elétrico, inclusive na garantia de potência de reserva (*back-up*);
- b) maior complexidade nos procedimentos e na realização de manutenções, especialmente nas medidas de segurança que devem ser tomadas;

- c) maior complexidade administrativa, contratual e comercial;
- d) maiores dificuldades de coordenação das atividades de proteção;
- e) em certos casos, diminuição do fator de utilização das instalações das concessionárias de distribuição, o que tende a aumentar o custo médio de fornecimento das mesmas;
- f) possíveis instabilidades para o sistema de energia devido ao fato das fontes distribuídas serem inerentemente assíncronas.

Para o produtor independente, a interligação à rede acarreta obviamente certa redução de autonomia, por não poder mais agir visando apenas a maximização do próprio benefício.

3.5 Formas de Integração de Fontes Alternativas de Energia, Visando a Utilização em Geração Distribuída

Como característica inerente ao uso de fontes alternativas de energia, de pequeno ou médio porte, em sistemas de GD, a potência disponível nos terminais das unidades geradoras podem apresentar diferentes características, especialmente nas suas formas de onda de tensão e/ou de corrente. Por exemplo, dependendo do tipo de geração considerada, pode-se ter as características de saída na forma de: (i) corrente contínua ou corrente alternada (que pode, ainda, possuir frequência constante ou frequência variável); (ii) com amplitude da tensão terminal constante ou variável; (iii) com diferentes níveis de

amplitude da tensão, entre outras. Devido a estes fatores, a utilização de GD implica, normalmente, na utilização de interfaces de eletrônica de potência dedicadas, bem como de dispositivos de comunicação (em alguns casos) e de controle, visando um despacho eficiente e uma operação otimizada das unidades geradoras ^{[6],[10]-[16]}.

Assim, para que se possa utilizar, de forma viável, fontes alternativas de energia em GD, tais como pilhas de células de combustível, painéis solares, geradores eólicos, pequenos aproveitamentos hidroelétricos, etc, é necessário, na maioria dos casos, a utilização de conversores de potência dedicados. Estes conversores são utilizados para tornar a tensão/corrente disponível nos terminais do gerador considerado, adequada para interligação com as diferentes fontes e dispositivos de armazenagem, além da conexão com a rede pública (onde esta está disponível e se tem o interesse na operação interligada). Acrescenta-se a esta justificativa para utilização de conversores, a qualidade da potência entregue: em grande parte dos casos, os conversores de potência são necessários para entregar uma potência com qualidade aceitável do ponto de vista da carga, com reduzido conteúdo harmônico e com amplitude e frequência compatíveis. Estes pontos mostram-se ainda mais importantes quando a carga considerada é a rede pública local, em que é necessário atender determinados requisitos de qualidade de energia ^[78]. Assim, tecnologias aperfeiçoadas de eletrônica de potência que permitam interconexão com a rede de fontes de energia assíncronas são definitivamente requeridas para suportar recursos de GD ^[81]. Interfaces de eletrônica de potência introduzem novos aspectos de

controle, mas, ao mesmo tempo, novas possibilidades. Por exemplo, um sistema que consiste de micro-geradores e dispositivos de armazenagem poderia ser projetado para operar em ambos os modos autônomo e conectado à rede, devendo ser utilizado algum mecanismo para necessidade de ilhamento.

A Figura 3.1 ressalta a relevância dos aspectos relacionados a utilização de diferentes formas de geração de potência que podem ser encontradas em sistemas de GD [3]. A partir desta figura, fica evidenciado que é necessário encontrar-se uma forma comum para integração das fontes e dispositivos de armazenagem, uma vez que as tensões geradas possuem características diferentes.

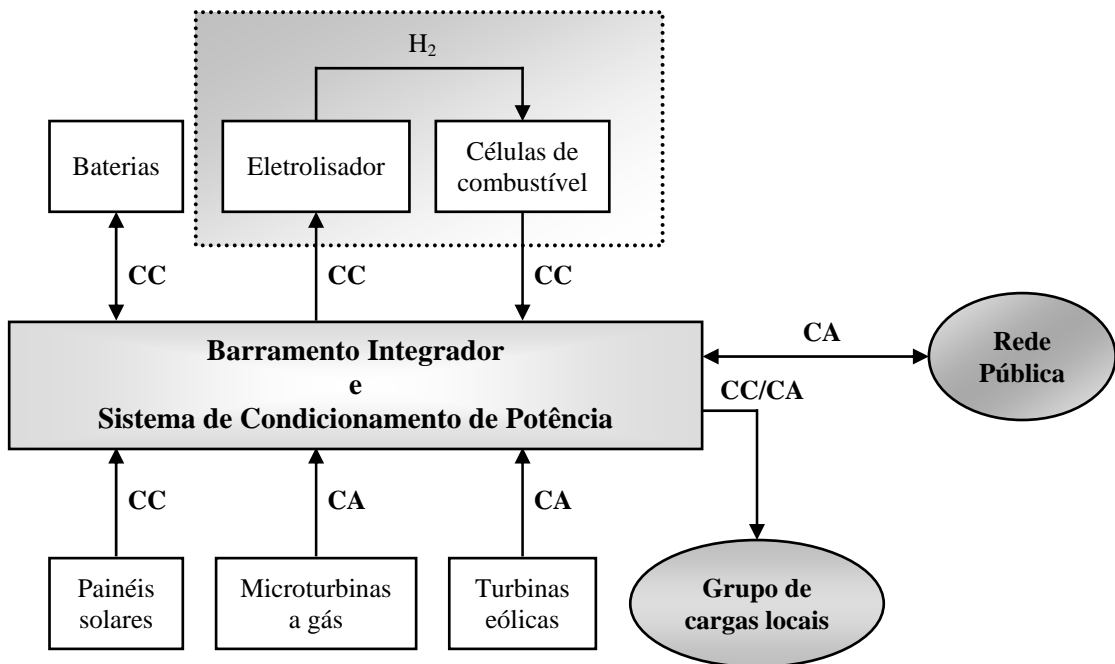


Figura 3.1 – Integração de fontes alternativas de energia

Em muitos casos, há também barreiras maiores tecnológicas para operar independentemente em um sistema CA isolado, ou para conectar pequenos sistemas de geração a uma rede de distribuição com menor tensão; as pesquisas recentes incluem ^[81]:

- estratégias de controle para facilitar a conexão de sistemas de GD com redes de distribuição;
- controle eficiente de baterias e outros dispositivos de armazenagem;
- controle de inversores baseado somente em informações locais;
- sincronização com a rede de distribuição;
- compensação de potência reativa e componentes harmônicos de ordem elevada;
- correção de fator de potência;
- compartilhamento de cargas;
- confiabilidade de comunicação;
- requerimentos dos consumidores;
- gerenciamento de falhas;
- equilíbrio de fases.

Considerando os aspectos citados, pesquisas têm sido divulgadas sobre diferentes formas de conversão estática de energia para fontes alternativas e, também, para a integração destas fontes, tais como as enfocadas nesta Tese, para utilização em esquemas de GD. Diferentes aspectos podem ser considerados para escolha da melhor forma de integração, dentre os quais, pode-se citar: (i) os diferentes tipos de

fontes a serem utilizadas; (ii) a distância entre as fontes e as cargas; (iii) a necessidade de operação interligada com a rede pública; (iv) os níveis de potência envolvidos; (v) objetivos adicionais de melhoria da qualidade de energia e do suporte para a rede pública; entre outros.

Entre as diferentes formas de integração de fontes para sistemas de GD atualmente consideradas, pode-se citar, por exemplo ^[16]:

- Configuração em série (fontes de energia com saída em corrente contínua)
- Distribuição em corrente contínua
- Distribuição em corrente alternada com baixa frequência
- Distribuição em corrente alternada com alta frequência (HFAC)
- Configuração com conversores multiníveis

Cada uma destas formas de integração é descrita a seguir.

3.5.1 Configuração em Série

A forma mais simples de integrar fontes de energia com saída em corrente contínua é conectá-las em série e conectar a saída a um conversor de potência CC-CA, conforme apresentado na Figura 3.2. O número de fontes a serem conectadas em série depende da tensão terminal desejada e da tensão disponível em cada fonte. Para atingir o nível de potência desejado, as fontes também podem ser conectadas em paralelo, aliada a conexão em série.

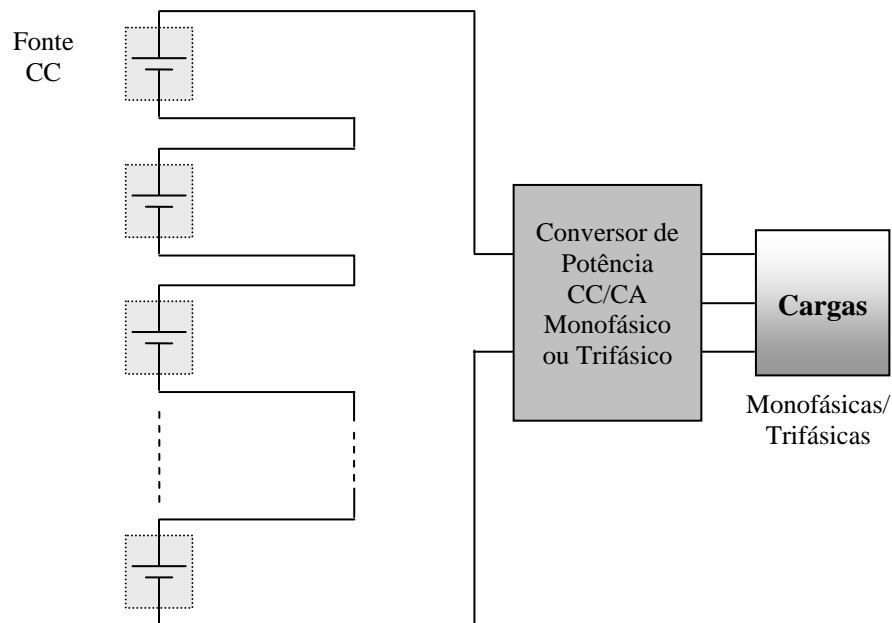


Figura 3.2 – Conexão de fontes CC em série

Algumas das vantagens e das desvantagens desta configuração são:

Vantagens:

- simples conexões em série;
- número reduzido de componentes;
- controle simplificado;
- o inversor utilizado para alimentar as cargas é facilmente encontrado pronto no mercado;
- possui custo reduzido;
- perdas minimizadas por não ter circulação de potência reativa;
- dispensa qualquer forma de sincronismo entre as fontes.

Desvantagens:

- aplicável apenas para fontes em corrente contínua (sem utilização de conversores e controles dedicados para cada fonte);
- confiabilidade reduzida: se uma das fontes falhar, o sistema não funcionará (pode-se prever, em alguns casos, o *by-pass* desta fonte, dentro de determinados níveis de tensão);
- dificuldades e custos para chaveamento em corrente contínua;
- níveis diferenciados de isolamento da tensão.

3.5.2 Distribuição em Corrente Contínua

Para suplantarmos algumas das desvantagens da configuração em série, pode-se utilizar uma configuração com um conversor de potência dedicado para cada fonte utilizada no esquema de geração distribuída. Neste caso, a fonte utilizada pode ter saída em corrente contínua ou corrente alternada, devendo-se apenas utilizar o conversor adequado para cada tipo de fonte. As saídas de cada um dos conversores de potência, adequadamente controlados para produzir um mesmo nível de tensão, são conectadas em paralelo, produzindo a distribuição (barramento) em corrente contínua, conforme exemplificado na Figura 3.3.

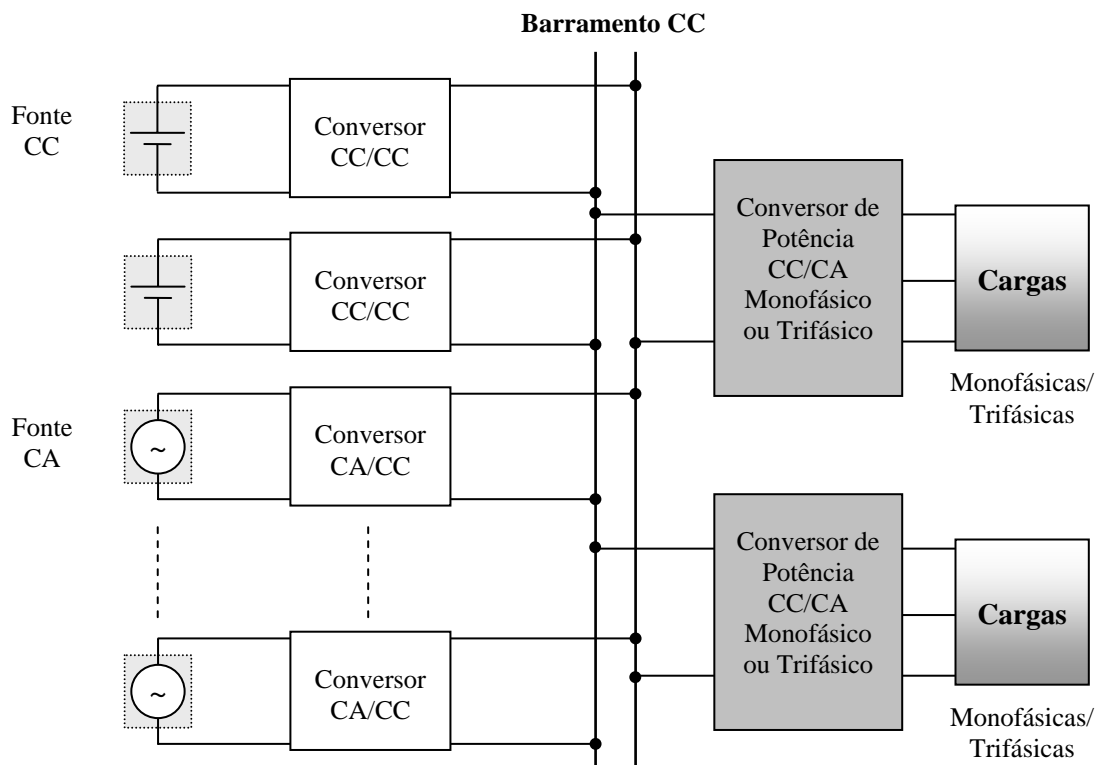


Figura 3.3 – Distribuição em corrente contínua

Algumas das vantagens e das desvantagens desta configuração são:

Vantagens:

- aumento da confiabilidade: fontes conectadas em paralelo, com conversores individuais; os módulos podem ser desconectados para manutenção ou reposição e o restante do sistema pode continuar em operação;
- não há necessidade de sincronismo;
- menores perdas dado determinado nível de tensão;
- quando se opera conectado à rede, as estruturas de transmissão e distribuição são mais simples como uso de um isolador por

poste, permitindo maiores distâncias entre os postes que devem suportar apenas um condutor ao invés de 3;

- possibilidade de transmissão e distribuição em cabos em longas distâncias (>30 km) adequando-se a transmissão submarina e subterrânea;
- tecnologia conhecida e bem dominada;
- o inversor utilizado para alimentação das cargas é facilmente encontrado pronto no mercado, mas pode ser necessário implementar controle dedicado.

Desvantagens:

- necessidade de cuidadosa compatibilização entre os níveis de tensão para evitar problemas de circulação de corrente entre as fontes;
- problemas de corrosão em eletrodos;
- elevado número de componentes e necessidades de controles;
- isolamento galvânica mais complexa no conversor CC-CA;
- custo mais elevado dos equipamentos terminais.

3.5.3 Distribuição em Corrente Alternada com Baixa frequência

Uma outra possibilidade existente para integração de fontes alternativas de energia é a utilização de um barramento integrador em corrente alternada, operando com 50 ou 60 Hz, conforme

exemplificado na Figura 3.4. Este barramento, que pode ser monofásico ou trifásico, pode ser a própria rede pública ou um barramento utilizado para interligação das fontes e cargas locais. Neste caso, para conexão com a rede pública, deve-se utilizar um outro conversor de potência.

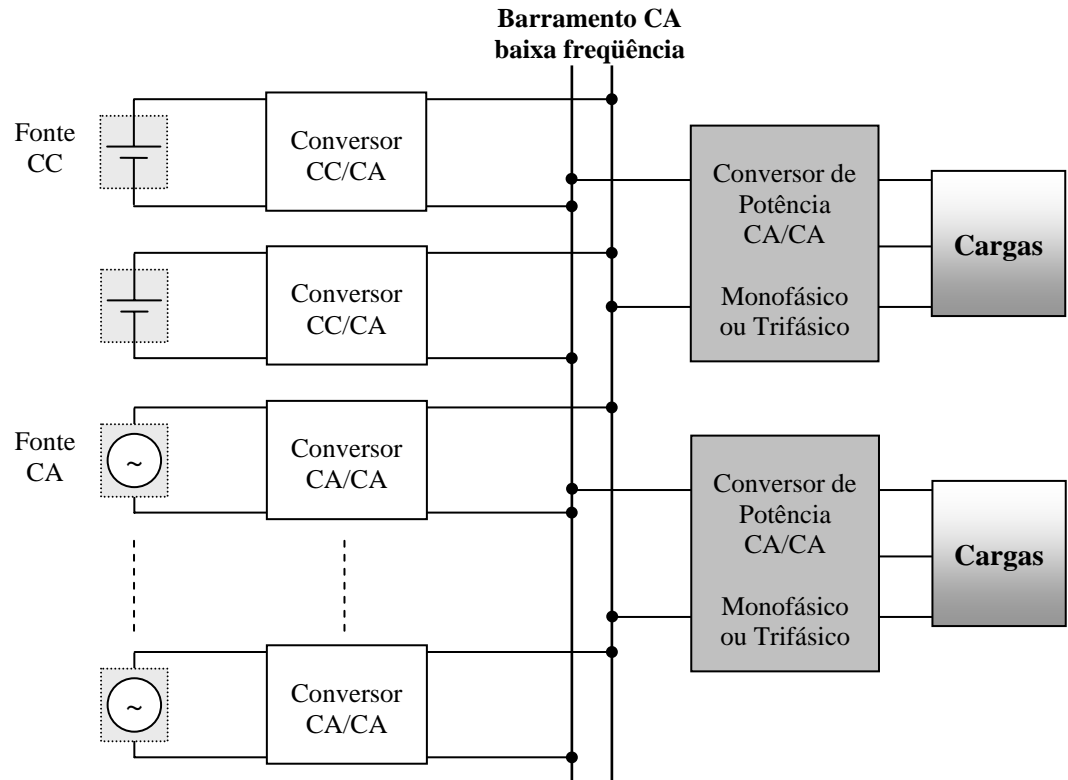


Figura 3.4 – Integração com barramento em corrente alternada

Algumas das vantagens e das desvantagens desta configuração são:

Vantagens:

- a tensão obtida a partir de cada fonte já possui a frequência de operação da rede pública, significando maior facilidade para injeção de energia na rede;

- para geração em corrente alternada, o conversor da fonte pode, em alguns casos, ser eliminado, lançando mão das propriedades dos geradores de indução, por exemplo, que se sincronizam por si só;
- da mesma forma, para determinados tipo de carga, o conversor CA/CA pode ser eliminado, recebendo alimentação direta do barramento integrador;
- isolamento galvânica facilitada;
- fácil elevação ou adequação dos níveis de tensão.

Desvantagens:

- necessidade de rigoroso sincronismo de frequência entre as fontes, tanto durante a interconexão como durante a operação;
- surgimento de perdas por capacitâncias e indutâncias espúrias, além do efeito pelicular;
- irradiação eletromagnética;
- possibilidade de circulação de correntes entre as fontes;
- efeitos do carregamento de linha;
- limites reduzidos de transmissão e distribuição em cabos.

3.5.4 Distribuição em Corrente Alternada com Alta frequência (HFAC)

Nesta configuração, as tensões geradas por cada fonte são convertidas em corrente alternada com frequência elevada (HFAC),

tipicamente na ordem de 20 kHz. Esta tensão comumente pode apresentar uma forma de onda senoidal, onda quadrada ou uma onda quadrada com intervalos nulos. A saída de cada conversor alimenta um transformador de alta frequência, que provê isolamento e pode ser utilizado para aumentar a tensão gerada por cada fonte. A saída do transformador é conectada a um ou vários conversores monofásicos-trifásicos (cicloconversores ou conversores matriciais), para converter a tensão HFAC para baixa frequência (como por exemplo, 60 Hz). Para fontes CA, normalmente é necessário realizar-se uma etapa de retificação, antes do conversor de entrada, conforme representado na Figura 3.5. Dependendo do número de fontes, pode-se utilizar apenas um único transformador, reduzindo o tamanho e peso da aplicação.

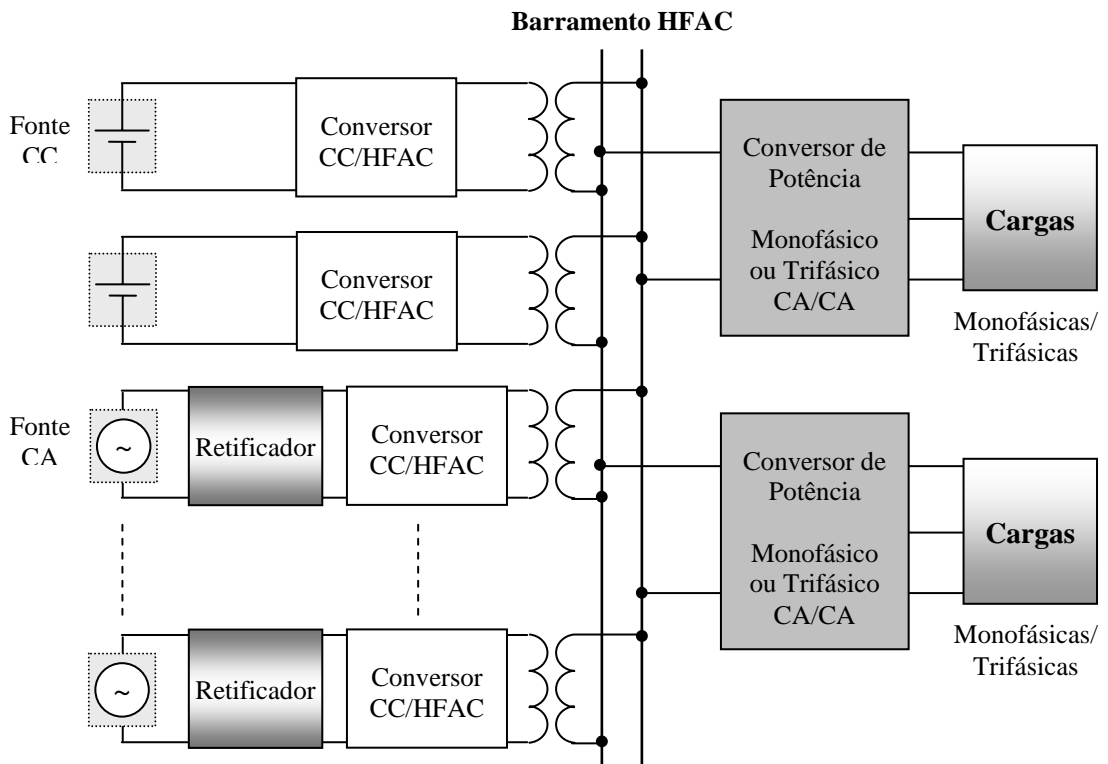


Figura 3.5 – Integração com barramento em alta frequência (HFAC)

Por tratar-se de barramento integrador semelhante ao considerado para a *Micro-rede* apresentada nesta Tese, as principais vantagens e desvantagens desta configuração serão detalhadas nas Seções 3.6 e 3.7. Assim, de forma sumarizada, as vantagens e desvantagens gerais desta configuração são:

Vantagens:

- em função da elevada frequência de operação, as harmônicas são de ordem elevada e são facilmente filtradas, com filtros de tamanho reduzido;
- os componentes passivos, incluindo o transformador, são de tamanho reduzido em função da frequência elevada;
- configuração modular.

Desvantagens:

- o transformador HFAC deve ser projetado especificamente para cada aplicação, podendo aumentar o custo;
- se houver circulação de corrente contínua, pode haver saturação do transformador;
- cicloconversores ou conversores matriciais requerem chaves CA, o que aumenta o custo, número de componentes e complexidade de controle.

3.5.5 Configuração com Conversores Multiníveis

Existem algumas possibilidades, ainda não totalmente exploradas, para a integração de fontes de energia, que utilizam conversores multiníveis em cascata ou algum outro tipo de conexão em multinível [16]. Para a configuração com conversores multiníveis em cascata, por exemplo, deve-se converter todas as tensões geradas para corrente alternada, conectar todas as saídas dos conversores em ponte-H e conectar, ainda, as saídas destes conversores em série, conforme apresentado na Figura 3.6.

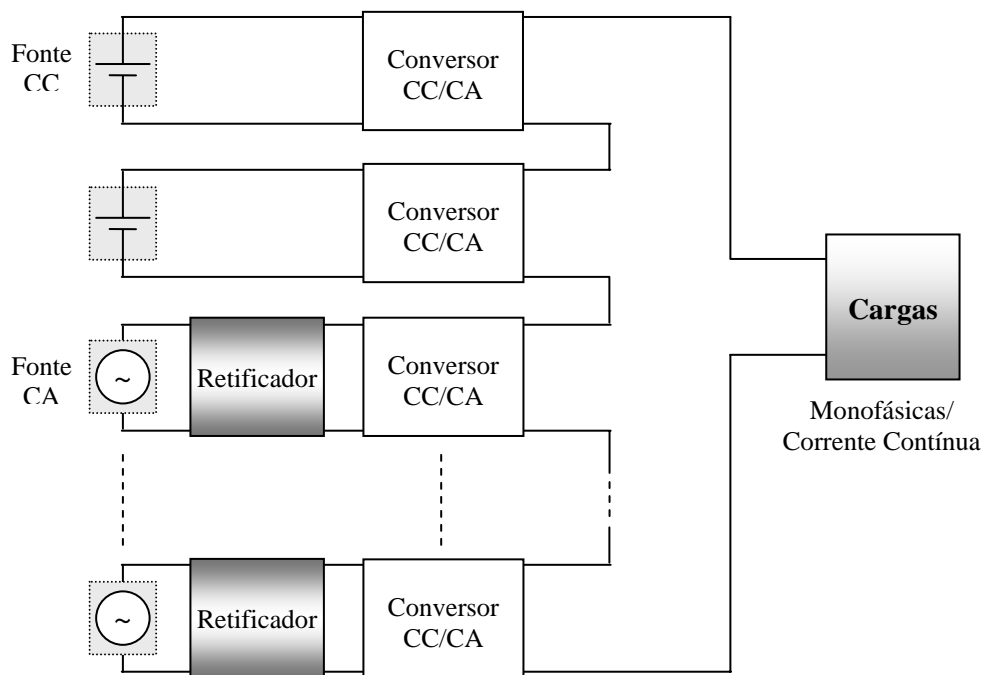


Figura 3.6 – Configuração com conversores multiníveis em cascata

Algumas das vantagens e das desvantagens desta configuração são:

Vantagens:

- possibilidade de controle da tensão e do fluxo de potência;
- facilidade de uso em altas tensões;
- tecnologia bem dominada para grandes potências.

Desvantagens:

- complexidade do circuito de potência e do controle;
- altos níveis de harmônicos de baixa frequência;
- elevado número de componentes;
- custo elevado.

3.5.6 Sumário

A Tabela 3.1 apresenta um sumário de alguns critérios, para efeito de comparação, para cada uma das configurações apresentadas nesta seção. Conforme apresentado nesta tabela, a escolha pela melhor configuração dependerá de cada aplicação considerada e do tipo de fonte disponível. Por exemplo, para aplicações com fontes CC, cujas fontes e cargas estão colocadas próximas, a escolha por uma configuração em série pode ser razoável; quando se quer modularidade, com volume e peso reduzido, a escolha por um barramento HFAC é plenamente justificada.

TABELA 3.1 – SUMÁRIO DAS CONFIGURAÇÕES PARA CONEXÃO DE FONTES EM GD

Parâmetro	Config. em série	Barramento CC	Barramento CA, baixa frequência	Barramento HFAC	Config. multinível
Modularidade	Não	Sim	Sim	Sim	Não
Custo	Reduzido	Médio	Médio	Elevado	Elevado
Volume	Reduzido	Elevado	Elevado	Reduzido	Elevado
Peso	Reduzido	Elevado	Elevado	Reduzido	Elevado
Complexidade	Reduzida	Média	Média	Elevada	Elevada
Confiabilidade	Reduzida	Elevada	Elevada	Elevada	Reduzida
Dimensão da Rede	Reduzida	Elevada	Elevada	Reduzida	Reduzida

3.6 O Conceito de *Micro-Rede*

Avançando-se mais um nível para a integração de fontes alternativas, chega-se ao conceito de *Micro-redes* (ou *Microgrids*) onde se tem um verdadeiro sistema de potência em escala reduzida, provendo energia elétrica (e, eventualmente, calor), com capacidade para armazenamento de energia e desempenhando funções auxiliares e avançadas para um determinado conjunto de cargas ^{[7]-[11]}.

A gradual mudança de um modelo de geração de energia elétrica centralizada para um modelo de GD significa não só mudar o tipo de geração, como também a maneira de transportar a energia gerada do ponto de produção até o ponto de consumo ^[1]. No modelo centralizado, o transporte de energia é feito usando extensas linhas de transmissão em alta tensão. Estas linhas apresentam um impacto sobre o meio ambiente, além de significativas perdas, com pouca evolução

observada em sua eficiência ao longo dos anos. Nestas linhas, é impensável o uso pelo consumidor do calor gerado na produção da energia. Já a utilização de tecnologias de GD permite colocar o gerador mais próximo do consumidor final, reduzindo assim as perdas de transmissão. Conforme a argumentação apresentada na Seção 3.3, os benefícios oriundos da utilização de esquemas de GD justificam e motivam a pesquisa e o desenvolvimento das interfaces de potência e controladores para as diferentes fontes, visando obter a melhor utilização dos recursos energéticos disponíveis. As tecnologias de geração, utilizadas em GD, modulares e de pequeno porte, interconectadas aos sistemas de distribuição existentes ou operando independentemente destes, podem formar um novo tipo de sistema de potência em escala reduzida, a assim chamada *Micro-rede* ^[7]. O conceito de *Micro-rede* assume um conjunto de cargas e fontes de pequeno porte, instalados em um determinado local, operando como um único sistema controlável, que pode prover ambos, eletricidade e calor, para sua área de consumo com aproveitamento maior na transformação das energias envolvidas.

Assim, ao invés de se ter dispositivos sendo individualmente interconectados com a rede, como nas configurações apresentadas na seção anterior, eles podem ser agrupados entre si e com as cargas, agregando ainda dispositivos de armazenagem, em uma determinada vizinhança semi-autônoma, que se apresenta para a rede como uma única entidade (quando se utiliza operação interligada). Além disso, com o advento de novas tecnologias de controle e auxílio da eletrônica de potência, a utilização de *Micro-redes* pode trazer uma melhora na

qualidade da energia gerada (por exemplo, pela aplicação de compensação estática) e redução do custo da energia em alguns casos [7]-[9].

Muitos dos artigos recentes têm discutido principalmente a operação de um único gerador distribuído para aplicações em um sistema de cogeração, um sistema isolado e a operação isolada ou interconectada com a rede [81]. Entretanto, uma *Micro-rede* pode ser considerada um sistema híbrido, que combina várias fontes de energia distribuída em um único sistema, para operação independente ou conectada à rede. O sistema de potência de uma *Micro-rede* pode ser desenvolvido para maximizar as distintas vantagens de cada fonte de energia.

Desta forma, a utilização de uma *Micro-rede*, que integra várias fontes em um determinado local e que pode ser interligada com a rede pública em apenas um ponto (chamado de PCC – *Point of Common Coupling*), permite a utilização de apenas um conversor para esta interligação com a rede, conforme pode ser observado no diagrama de blocos da Figura 3.7.

Conforme apresentado na seção anterior, existem diferentes possibilidades para integração de fontes alternativas de energia, que também se aplicam às *Micro-redes*. Por exemplo, uma *Micro-rede* pode ser projetada utilizando-se um barramento integrador em corrente contínua, para depois ser ligada à rede geral de corrente alternada através de um conversor de potência dedicado [9],[11]. Outras configurações são possíveis, como a utilização de barramento em corrente alternada, com frequência reduzida (50 ou 60 Hz), frequência

intermediária (200 – 2000 Hz) ou frequência elevada (2000 – 25000 Hz).

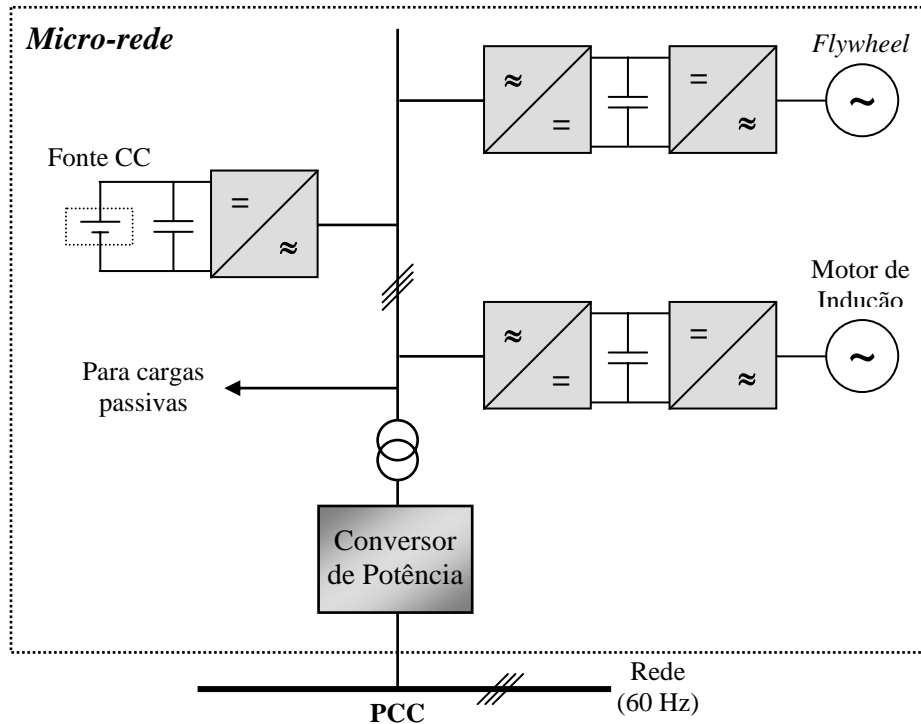


Figura 3.7 – Exemplo de uma configuração do tipo *Micro-rede*

Em resumo, dentro da *Micro-rede*, diferentes tecnologias podem ser utilizadas para a interconexão das fontes e cargas, já que não existe uma regulamentação específica. Já para interligar com a rede pública deve-se atender certos requisitos de qualidade e confiabilidade [8],[10],[78],[79]. Desta forma, integrando as fontes em uma *Micro-rede* e, posteriormente, interligando-a com a rede em um único ponto, pode-se utilizar conversores e controles dedicados e especializados, para atender os diferentes requisitos em diferentes pontos do sistema (por exemplo, dentro da *Micro-rede*, na alimentação das cargas locais e na interligação com a rede). O objetivo é a melhor utilização dos recursos

disponíveis, o atendimento das cargas de forma econômica, segura e com qualidade, mesmo quando em operação interligada com a rede.

O desenvolvimento de uma *Micro-rede* pode envolver a utilização de um determinado grupo de geradores que podem apresentar características distintas, como por exemplo: eólicos, células de combustível, painéis solares, microturbinas, etc. Tal grupo de geração pode atender um determinado grupo de cargas locais, que pode representar, por exemplo, um pequeno condomínio, um prédio residencial ou comercial, uma pequena indústria, um embarcação, ou mesmo um ônibus ou um avião. Este grupo de geração é, ainda, suportado por uma ou mais unidades de armazenamento de energia, conforme representado na Figura 3.7.

Como exemplificado na Figura 3.1 e enfatizado pela Figura 3.7, a *Micro-rede* necessita de conversores de potência dedicados, tanto para as fontes e dispositivos de armazenagem de energia quanto para algumas cargas, como motores, por exemplo. Tais conversores podem originar distorções na tensão dentro da *Micro-rede* (o que poderia afetar determinadas cargas locais, mais sensíveis) e, também, a tensão no ponto de acoplamento com a rede. Além disto, devido à possível interação entre cargas e fontes, pode haver a circulação de correntes harmônicas no barramento da *Micro-rede*, bem como a injeção de harmônicos na rede. Para as correntes harmônicas, deverá haver uma contribuição compartilhada para suprir estas correntes, na qual parte será cancelada e parte será suprida pela rede pública e pelas fontes de energia e dispositivos de armazenagem locais da *Micro-rede*. Tais correntes, além de distorcerem a forma de onda da tensão (quando

circulam sobre a impedância da linha), diminuem a eficiência da conversão de energia, provocam aquecimento das máquinas e filtros e podem afetar cargas mais sensíveis à passagem por zero da tensão/corrente. Outro fator que deve ser considerado é a circulação de correntes reativas, necessárias para suprir determinadas cargas, como por exemplo, motores de indução.

Visando eliminar alguns destes problemas e, ainda, incentivar a pesquisa e possível utilização de esquemas de *Micro-redes*, em um ambiente de GD, propõem-se, nesta Tese, uma *Micro-rede* com barramento integrador em alta frequência. Inicialmente, a *Micro-rede* considerada é monofásica, mas que pode ser estendida para operação trifásica, adequando-se os dispositivos de potência para esta situação.

Conforme apresentado na Figura 3.8, a *Micro-rede* desenvolvida nesta fase utiliza dois barramentos, com operação em frequência elevada (por exemplo, 400 Hz): um barramento de fontes e um barramento de cargas. Para melhorar a qualidade da energia dentro da *Micro-rede*, propõe-se a utilização de um UPQC (*Unified Power Quality Conditioner* - Condicionador Unificado de Qualidade de Potência) ^[39]. Finalmente, para a interligação com a rede pública, quando da operação interligada, propõe-se a utilização de um conversor de potência do tipo matricial, que é um dispositivo eletrônico para conversão direta CA-CA, o que reduz perdas e que pode ser utilizado para melhorar a interface com a rede ^{[32]-[35]}. O Capítulo 4 irá apresentar detalhes da operação da *Micro-rede* e da compensação estática utilizando o UPQC.

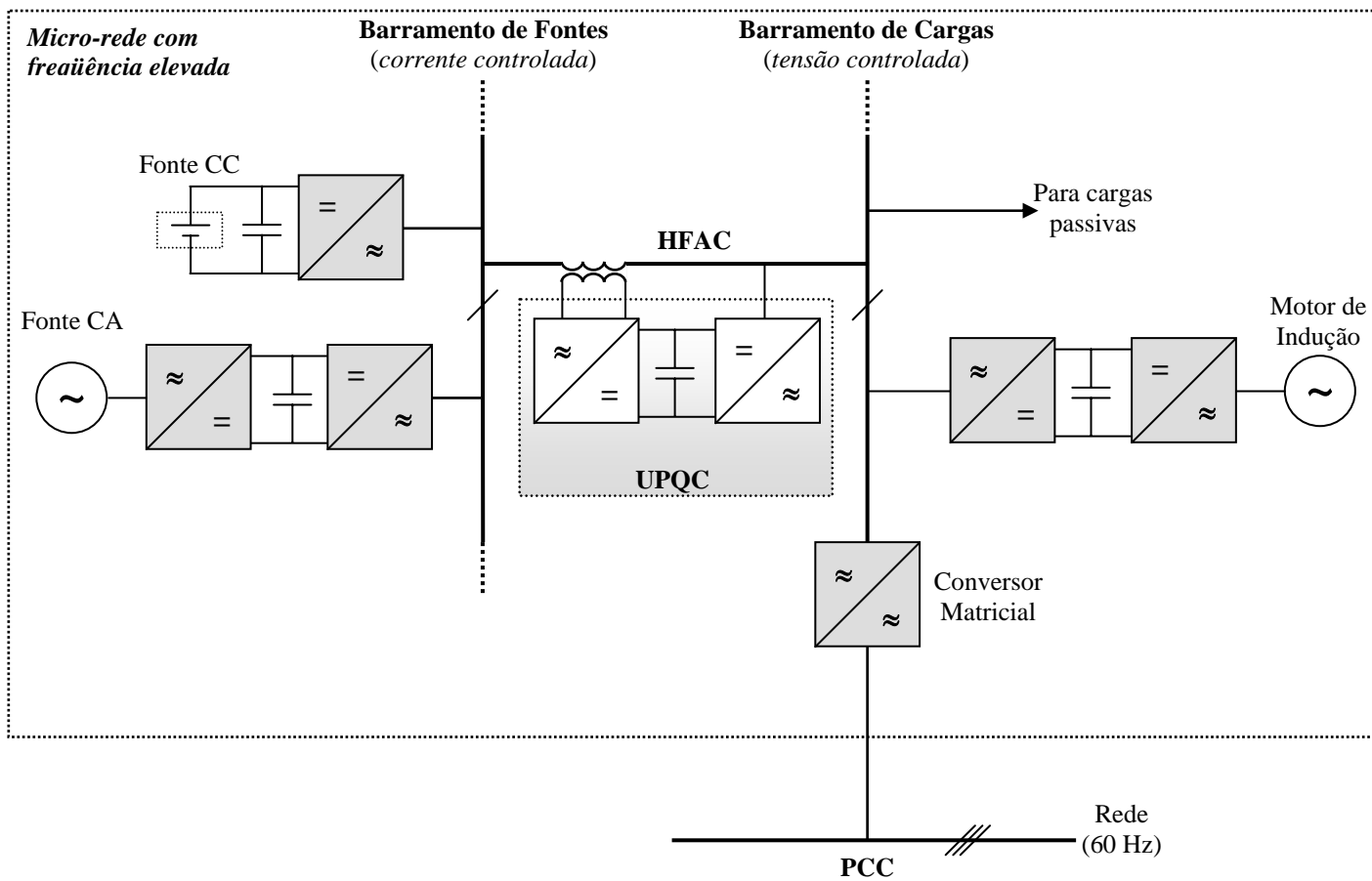


Figura 3.8 – *Micro-rede* proposta, com barramento integrador monofásico de alta frequência

Uma *Micro-rede* com barramento integrador operando em uma frequência mais elevada pode apresentar as seguintes vantagens ^[17]:

- em altas frequências, a qualidade da energia é melhorada, por que os harmônicos são de frequências bastante altas e, são, portanto, mais facilmente filtrados;
- o ruído acústico é minimizado devido ao fato de que o ouvido humano não consegue ouvir sons acima de 20 kHz;
- a iluminação fluorescente pode ser beneficiada, uma vez que a indutância do reator é reduzida proporcionalmente à frequência, com as correspondentes reduções em tamanho e peso. A eficiência luminosa é também melhorada com o aumento da frequência, a cintilação (*flicker*) é reduzida, o controle da intensidade luminosa é conseguido diretamente e a estabilidade do tubo é melhorada;
- motores de indução de alta frequência podem ser utilizados para compressores, bombas de alta-pressão e turbinas. Conversores de frequência baseados em conversores matriciais podem ser utilizados para a partida suave destes motores;
- a circulação de correntes harmônicas em máquinas elétricas será reduzida, aumentando a sua eficiência;
- transformadores para alta frequência e outros componentes passivos apresentarão uma redução de tamanho;
- capacitores para corrigir o fator de potência e outros filtros passivos serão menores, devido ao aumento da frequência dos componentes harmônicos;
- o tamanho dos filtros para baterias diminuirá;

- fontes auxiliares de potência são facilmente obtidas através de derivação no barramento integrador; estas fontes serão menores e, possivelmente, mais eficientes;
- unidades de armazenagem de energia são requeridas para *Micro-redes* para aumentar a confiabilidade. Baterias têm sido tradicionalmente considerada para armazenagem de energia, mas em uma *Micro-rede* de alta frequência, dispositivos de armazenagem dinâmica, tais como rodas-livres, também podem ser uma alternativa viável;
- facilidades para integração de outras frequências ou formas de onda de níveis harmônicos menores com maior precisão.

3.7 Transmissão e Distribuição de Potência em Altas Frequências

Apesar das vantagens citadas na Seção anterior, a utilização de um barramento com frequência elevada apresenta algumas restrições, que devem ser consideradas. Os principais aspectos negativos que devem ser considerados no uso de altas frequências para transmissão e distribuição de energia a certas distâncias são os aumentos de perdas e as correspondentes quedas de tensão ao longo dos condutores.

As perdas de potência causam aquecimento e ineficiência do sistema, enquanto que a queda de tensão resulta em uma redução na tensão entregue à carga. Ambos fatores aumentam com o comprimento da linha e com a frequência e, portanto, impõem uma

limitação dependente da frequência no tamanho útil de uma *Micro-rede* de alta frequência.

Apesar destes aspectos, existem aplicações onde se têm fontes e cargas relativamente próximas, em que é interessante a utilização de uma *Micro-rede* com barramento integrador envolvendo pequenas distâncias e operando com frequência elevada. Para estas aplicações, pode-se usufruir das vantagens oriundas da utilização do sistema proposto (detalhadas na Seção 3.6) e, ainda minimizar os efeitos negativos, uma vez que as distâncias consideradas não são muito grandes.

Para propriamente examinar estas limitações, é necessário iniciar com o tipo de cabo que será utilizado e criar um modelo de circuito para descrever seus parâmetros dependentes da frequência. A seguir, para efeitos de demonstração, é apresentada uma análise usando um simples cabo coaxial, com uma malha externa. É possível estender esta análise para qualquer tipo de cabo, desde que seja provida sua geometria e que as propriedades do material dependentes da frequência sejam conhecidas. O Anexo I apresenta uma análise mais detalhada, estendida para um par de cabos coaxiais em paralelo.

3.7.1 Modelo para Representação de um Cabo Coaxial

O corte de uma seção de um cabo de transmissão coaxial com núcleo sólido e malha de terra é mostrado na Figura 3.9(a), enquanto o

seu modelo de circuito para um pequeno segmento é representado na Figura 3.9(b).

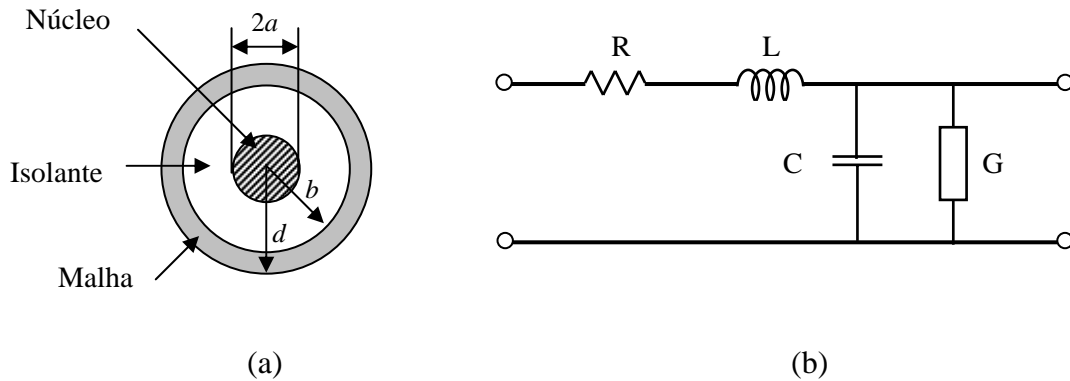


Figura 3.9– Pequeno segmento de um cabo elétrico isolado com malha:
(a) seção circular; (b) representação do modelo

Para satisfazer a hipótese de pequeno tamanho elétrico, o comprimento total deste segmento de linha de transmissão deve ser menor do que cerca de um décimo do comprimento de onda. Para 60 Hz, um décimo do comprimento de onda é 500 km, enquanto que para 400 Hz, por exemplo, este comprimento seria de 75 km. Para cabos maiores do que um décimo do comprimento de onda, mais seções devem ser utilizadas para modelar a linha corretamente e para linhas elétricas longas, um modelo de circuito distribuído deve ser utilizado [82]. É assumido que a energia guiada está na forma de um campo eletromagnético transversal cujos campos são perpendiculares à direção de propagação. Os parâmetros dependentes da frequência para esta pequena seção são a impedância série $Z(\omega)$ consistindo de uma resistência $R(\omega)$ e de uma indutância $L(\omega)$, e uma admitância paralela $Y(\omega)$, composta de uma capacitância $C(\omega)$ e uma condutância $G(\omega)$.

$Z(\omega)$ e $Y(\omega)$ são encontrados através de análise eletromagnética e simulação, dada a geometria e as propriedades do material: permissividade relativa (ϵ_r), permeabilidade relativa (μ_r) e condutividade (σ). Este processo é demonstrado para uma rede com dois condutores paralelos no Anexo I. $R(\omega)$ e $G(\omega)$ representam perdas, enquanto que a indutância série $L(\omega)$ resulta em uma grande queda de tensão ao longo da linha. A auto-indutância é negligenciada por que é muito pequena comparada com a indutância mútua entre o núcleo e a malha.

3.7.2 Perda de Potência ao Longo da Linha

Como afirmado anteriormente, a transmissão de energia ao longo de cabos é sujeita a perdas que são dependentes da frequência. Entre estes mecanismos de perdas dependentes da frequência estão o efeito pelicular (efeito *skin*), relaxação dielétrica nos isoladores, correntes parasitas em qualquer cobertura metálica e o efeito de proximidade. Perdas devido ao material dielétrico isolante são representadas por uma condutância em paralelo $G(\omega)$ e são causadas por correntes que circulam entre os dois materiais condutores e o dielétrico. Para a maioria dos cabos, especialmente aqueles utilizando XLPE ou PE como isolante, perdas no dielétrico não representam um grande papel na perda de potência para frequências até 1 MHz. Além disso, correntes parasitas podem também ser negligenciadas para frequências abaixo de 100 kHz.

Assim, a causa dominante de perda de potência em frequências abaixo 10 kHz é o efeito pelicular ^[83]: devido ao fluxos magnéticos dentro de um cabo ou fio metálico, quando este está transportando corrente alternada, a densidade de corrente na parte mais externa do condutor torna-se maior, enquanto que a densidade de corrente na parte central do condutor torna-se menor. Em outras palavras, a maior parte da corrente está concentrada próxima da camada externa do condutor. Este efeito é conhecido como “efeito pelicular” ^{[57],[58]}.

Devido a este fenômeno, a área efetiva do condutor é reduzida e, como resultado, sua resistência é correspondentemente aumentada. De forma geral, quanto mais alta a frequência de operação, maior o efeito pelicular nos condutores.

Como resultado do aumento da resistência equivalente do condutor, aumentam as perdas ôhmicas, restringindo a distância de transporte de potência, quando se compara uma tensão de frequência mais elevada com uma tensão de menor frequência.

Esta perda é caracterizada pela profundidade da penetração (*skin depth*) que é figura de mérito para a profundidade de penetração no campo elétrico do condutor. A profundidade da penetração é relacionada com a frequência pela equação ^[57]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (3.1)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do espaço livre, f é a frequência de operação e σ é a condutividade do metal condutor.

Para baixas frequências, se a espessura do condutor é muito menor do que a profundidade de penetração, existe uma densidade de corrente aproximadamente uniforme no condutor, e portanto a resistência série é a igual à resistência equivalente para corrente contínua. Para frequências em que a profundidade de penetração é comparável ou ligeiramente menor do que a espessura do condutor, a resistência série é maior que o seu valor CC, uma vez que a corrente é forçada através de uma seção menor do a área física disponível, conforme detalhado no Anexo I.

A atenuação α da linha, em dB/m, é dada por:

$$\alpha = 8,68 \cdot \left(\frac{R + GZ_0^2}{2Z_0} \right) \quad (3.2)$$

onde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.3)$$

Para obter a relação acima para α foi assumido que o cabo é do tipo de baixas-perdas ($R \ll j\omega L$ e $G \ll j\omega C$). Embora isto não seja estritamente verdadeiro para baixas frequências, uma vez que ω é muito pequeno, a tendência geral do gráfico para frequências abaixo de 500 Hz é qualitativamente aplicável. Como exemplo, utilizando os parâmetros para o cabo, segundo representado na Figura 3.9(a), de $a = 1$ mm, $b = 6$ mm, $d = 6,2$ mm, $\sigma = 5,8 \cdot 10^{-7}$ S/m e $\epsilon_r =$

$$\varepsilon_r = 2,5 + \frac{0,94}{\left(1 + j\omega 6 \cdot 10^{-9}\right)^{0,315}}, \text{ a atenuação em 400 Hz é de cerca de}$$

$1,99 \cdot 10^{-4}$ dB/m, ou 0,199 dB/km. Esta atenuação irá determinar o tamanho da *Micro-rede*, dependendo das perdas toleráveis ^[57].

3.7.3 Queda de Tensão ao Longo da Linha

A queda de tensão ao longo da linha é função da impedância série $Z(\omega)$. Conforme pode ser visto na Figura 3.10, para frequências abaixo 500 Hz, esta queda de tensão deve-se principalmente à resistência série $\text{Re}(Z)$. Acima desta frequência, a impedância série, representada por $\text{Im}(Z) = j\omega L$, domina a queda de tensão ^[84].

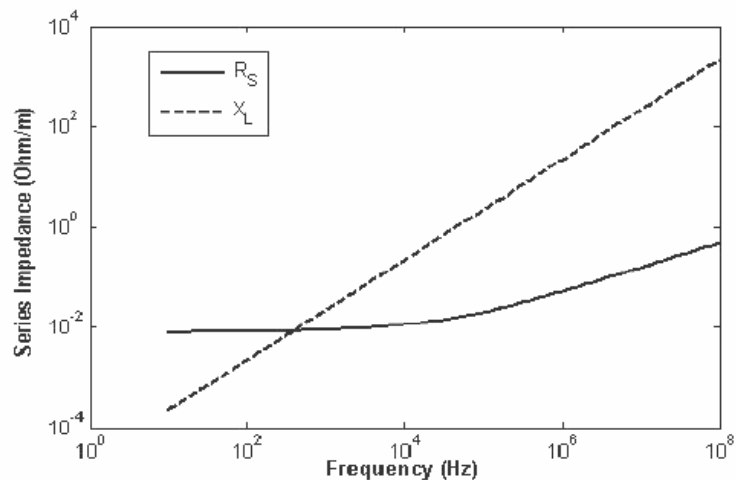


Figura 3.10 – Dependência da frequência para a impedância série ^[84]

A Figura 3.10 pode ser utilizada para determinar a queda de tensão se a corrente da linha e o comprimento são conhecidos. A regulação de tensão permitida é, em geral, em torno de 5%, o que em 220 V, por

exemplo, permite uma queda de tensão de 11 V. A partir da Figura 3.10, a impedância série a 400 Hz é aproximadamente $0,01 + j0,008 \Omega/\text{m}$. Com isto, para uma corrente de 10 A, por exemplo, a queda de tensão, por metro é dada por:

$$\Delta V = |10 \cdot (0,01 + j0,008)| \text{ (V/m)} \quad (3.4)$$

ou

$$\Delta V = 0,12806 \text{ (V/m)} \quad (3.5)$$

Assim, para a configuração apresentada e para uma queda de tensão máxima de 11 V (5% de 220 V), o comprimento máximo da *Micro-rede* deve ser de 86 m.

3.8 Sumário

Este capítulo apresentou aspectos relacionados à utilização de Geração Distribuída, enfatizando a utilização de fontes alternativas de energia, tais como solar, eólica, pilhas de células de combustível, micro-aproveitamentos hidroelétricos, entre outras.

Estes sistemas de geração, normalmente, fornecem potência variável e com diferentes características de saída, necessitando, na maioria dos casos, de conversores de potência para converter a

potência gerada em uma forma adequada para interligação com a rede pública ou para integração com outras fontes.

Aproveitando este aspecto, diferentes formas de integração das fontes alternativas foram apresentadas na literatura e detalhadas neste Capítulo. Um conceito relativamente novo, o de *Micro-rede*, que representa um verdadeiro sistema de potência em escala reduzida, pode ser utilizado para esta integração, com a vantagem de maior controle sobre as fontes e a possibilidade de operar conectado ou não à rede pública.

Nesta Tese, é apresentado um tipo de *Micro-rede* que utiliza um barramento integrador monofásico, com frequência nominal de 400 Hz. Tal frequência mais elevada resulta em algumas vantagens para a *Micro-rede*, detalhadas neste Capítulo, tais como: redução do tamanho dos componentes magnéticos, como transformadores e bobinas; possibilidade de utilizar-se motores de alta frequência e iluminação fluorescente, alimentados diretamente do barramento de 400 Hz; maior facilidade de filtragem, uma vez que os harmônicos possuem frequência elevada; possibilidade de utilizar-se conversores CA-CA do tipo matricial, sem a necessidade de um barramento CC intermediário; entre outros. A utilização de uma frequência elevada traz, também, algumas desvantagens, detalhadas na Seção 3.7, oriundas, principalmente, da perda de potência e da queda de tensão ao longo da linha, que aumentam com a frequência e que limitam o comprimento útil para uma *Micro-rede* de alta frequência. Estas desvantagens, no entanto, não invalidam a *Micro-rede* apresentada e

canaliza para a busca de soluções neste tema inovador para transmissão e distribuição de energia.

Dois outros aspectos inovadores para a *Micro-rede* foram apresentados neste Capítulo: a utilização de um UPQC (Condicionador Unificado de Qualidade de Potência), para mitigar os harmônicos de corrente, as distorções de tensão e compensar a potência reativa; e a utilização de um conversor matricial para conexão da *Micro-rede* com a rede pública. O Capítulo seguinte apresenta detalhes sobre o controle e a implementação do UPQC e também sobre o protótipo de *Micro-rede* desenvolvido no laboratório para consubstanciar a proposta deste trabalho. A aplicação de um conversor matricial não será explorada nesta Tese, sendo aspecto de pesquisas futuras nesta área.

***MICRO-REDE* COM CAPACIDADE DE FILTRAGEM ATIVA**

O Capítulo 3 apresentou detalhes conceituais sobre uma *Micro-rede*, em que se tem fontes de energia, dispositivos de armazenagem e cargas integradas em um barramento comum fornecendo eletricidade e, eventualmente, calor para um determinado conjunto de cargas na sua área de atendimento. As cargas podem representar um pequeno condomínio, um pequeno prédio comercial ou industrial, um centro de pesquisa, ou mesmo um navio ou um avião, com a característica de que o tamanho da *Micro-rede* seja relativamente reduzido, para minimizar as perdas de potência e a queda de tensão, conforme detalhado no Capítulo 3.

Conforme apresentado no Capítulo 3, há diferentes maneiras de se integrar um determinado sistema de Geração Distribuída, com suas particularidades, vantagens e desvantagens. Os argumentos apresentados no Capítulo 3 para a utilização de um barramento integrador em alta frequência (HFAC – *High Frequency Alternate Current*) motivaram a pesquisa e o desenvolvimento da *Micro-rede* apresentada nesta Tese. Para uma *Micro-rede* de alta frequência, a integração das fontes e cargas é realizada utilizando-se um barramento

integrador que opera com uma frequência elevada (maior ou muito maior do que 60 Hz; por exemplo, 400 Hz ou, eventualmente, 20 kHz).

Este Capítulo apresenta maiores detalhes sobre o desenvolvimento de um modelo de *Micro-rede* com barramento integrador com frequência de 400 Hz. Inicialmente, são apresentados aspectos relativos à frequência de operação da *Micro-rede*, seguido de um maior detalhamento da *Micro-rede* proposta e da utilização integrada de filtragem ativa. A seguir, são apresentadas algumas metodologias disponíveis para a determinação da corrente e tensão de referência para compensação estática. Finalmente, são detalhados aspectos relacionados ao controle do UPQC e à sua implementação prática.

4.1 Frequência de Operação da *Micro-Rede*

Em uma *Micro-rede* com barramento HFAC, todas as tensões geradas pelas diferentes fontes devem ser convertidas para uma tensão senoidal com frequência elevada e amplitude compatível. Para se obter as vantagens oriundas da utilização de conversores ressonantes (Chaveamento com Tensão Nula - ZVS e/ou Chaveamento com Corrente Nula – ZCS) para a geração da tensão da *Micro-rede*, a frequência de operação do barramento deveria ser elevada: por exemplo, esta frequência poderia ser da ordem de 20 kHz. Entretanto, conforme será apresentado na Seção 4.2, na *Micro-rede* proposta, é utilizado um dispositivo eletrônico de potência (UPQC) para melhorar a qualidade de energia da *Micro-Rede*. Tal dispositivo faz uso de dois

conversores de potência operados no modo PWM, que atuam como filtro ativo série e filtro ativo paralelo. Estes dois conversores PWM deverão reproduzir sinais de referência que representam os harmônicos de corrente e de tensão presentes no barramento. Assim, estes sinais possuirão componentes de frequência que são múltiplos da frequência do barramento. Para limitar-se a frequência de chaveamento destes conversores, optou-se por uma frequência de operação da *Micro-rede* de 400 Hz. Este padrão de frequência é atualmente utilizado em navios, veículos espaciais, trens, ônibus e em outras redes de distribuição de pequenas dimensões tendo sido, portanto, já testado em tais aplicações ^{[18]-[19]}. Com este valor de frequência para a forma de onda da fundamental, o chaveamento dos conversores dos filtros ativos fica limitado a um valor máximo de cerca de 40 kHz, o que é economicamente viável de ser implementado com os dispositivos atualmente disponíveis.

Esta escolha por um valor de frequência reduzido, quando comparado com 20 kHz, não anula o objetivo inicial de criar-se uma *Micro-rede* com frequência elevada, pois torna adequado o desenvolvimento de um protótipo no laboratório, que possa provar a metodologia e servir de base para futuros experimentos com dispositivos que suportem frequência mais elevadas. Além disso, com uma frequência de 400 Hz, pode-se utilizar conversores convencionais do tipo PWM, por exemplo, para interligar as fontes com o barramento.

As próximas seções apresentam uma descrição básica sobre filtros ativos e alguns métodos disponíveis par determinação de sinais de

referência para filtragem ativa. Estes assuntos servem para introduzir a seção seguinte, que apresenta maiores detalhes sobre a *Micro-rede* com barramento de 400 Hz e com filtragem ativa. A seguir, é apresentado em detalhes o UPQC, seu controle e implementação prática.

4.2 Filtros Ativos

Entre alguns dos muitos problemas que podem ser causados pela má qualidade da energia em instalações residenciais e industriais, pode-se citar: falhas inexplicáveis em redes de computadores, queima prematura de motores, ruídos em linhas de telecomunicações e sobreaquecimento de transformadores. Em função dos riscos e custos causados pela poluição das instalações, pesquisadores, indústrias e fabricantes de equipamentos estão a procura de alternativas para proteção e por dispositivos para melhorar a qualidade de energia ^[41]. Existem dois métodos para a mitigação de problemas de qualidade de energia: (i) condicionamento da carga, que visa assegurar que o equipamento seja menos susceptível a distúrbios de potência, e (ii) instalação de sistemas de condicionamento da linha, que visam suprimir ou minimizar os distúrbios existentes no local considerado. Filtros passivos têm sido comumente utilizados para limitar o fluxo de harmônicos de corrente em sistemas de distribuição. Estes são usualmente projetados para aplicações específicas, sua performance é limitada a algumas poucas harmônicas e eles podem introduzir ressonância no sistema de potência.

Entre as diferentes novas opções tecnológicas disponíveis para melhorar a qualidade de energia, filtros ativos de potência têm provado ser uma importante e flexível alternativa para compensar distúrbios na corrente e na tensão em sistemas de distribuição. Através do uso de eletrônica de potência, os filtros ativos introduzem componentes de tensão ou corrente, que cancelam os componentes harmônicos de cargas não-lineares ou presentes nas linhas, respectivamente.

A maioria das topologias de filtros ativos de potência utiliza conversores de potência do tipo fonte de tensão, que normalmente um capacitor ou um elemento armazenador de energia no elo CC. Esta topologia, apresentada na Figura 4.1, para uma configuração monofásica em ponte completa, converte uma tensão CC em uma tensão CA, através do disparo controlado das chaves de potência (normalmente utilizando modulação por largura de pulsos – PWM).

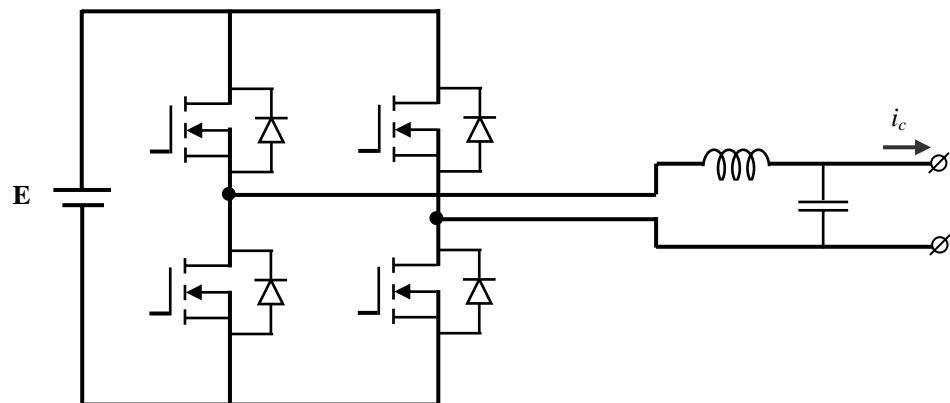


Figura 4.1 – Topologia de conversor de potência fonte de tensão para filtros ativos

Dependendo da aplicação particular ou problema elétrico a ser resolvido, os filtros ativos podem ser implementados como: paralelo, série ou uma combinação de filtros ativos em paralelo e em série. Estes também podem ser combinados com filtros passivos, para formar filtros híbridos.

Filtros ativos em paralelo (*shunt active filters*) são utilizados para compensar harmônicos presentes na corrente de carga pela injeção de correntes de compensação semelhantes aos componentes harmônicos, mas com sinais opostos. Neste caso, o filtro ativo paralelo opera como uma fonte de corrente controlada, injetando as componentes harmônicas geradas pela carga, com um deslocamento de fase de 180° . A Figura 4.2 apresenta um diagrama de blocos da operação de um filtro ativo paralelo para compensação de harmônicos de corrente.

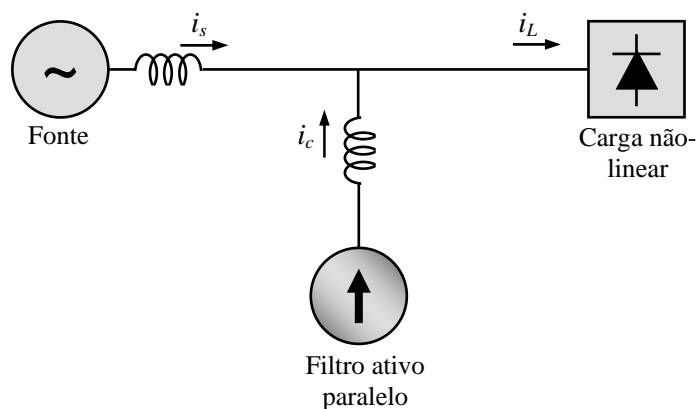


Figura 4.2 – Diagrama básico de um filtro ativo paralelo

Para a operação de um filtro ativo, é necessário, basicamente, utilizar-se um controlador e um algoritmo de controle, para a determinação dos componentes harmônicos a serem compensados (corrente de compensação de referência), um conversor de potência e um circuito para acionamento do conversor, de maneira a reproduzir a

corrente de compensação de referência. Um filtro ativo paralelo também pode ser utilizado para compensar potência reativa, na frequência fundamental, bem como desequilíbrio de corrente em circuitos trifásicos.

Um filtro ativo série opera principalmente como regulador de tensão e como isolador para harmônicas entre a carga não-linear e a rede. O filtro ativo conectado em série protege o consumidor (carga) de uma qualidade inadequada da tensão de suprimento. O filtro ativo série injeta uma componente de tensão em série com a tensão de suprimento e portanto pode ser considerado como uma fonte de tensão controlada, compensando distúrbios presentes na tensão. A Figura 4.3 apresenta um diagrama com as conexões de um filtro ativo série.

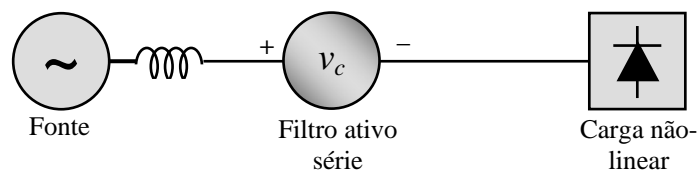


Figura 4.3 – Diagrama básico de um filtro ativo série

Como o nome sugere, um filtro ativo série-paralelo é uma combinação de um filtro ativo série e de um filtro ativo paralelo. Uma combinação interessante é apresentada na Figura 4.4, em que o filtro ativo paralelo é localizado no lado da carga e pode ser utilizado para compensar harmônicos presentes na corrente de carga. No outro lado, a opção série está no lado da fonte e pode ser utilizada como bloqueador de harmônicos e compensador de distorções na tensão. Esta topologia é chamada de Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC).

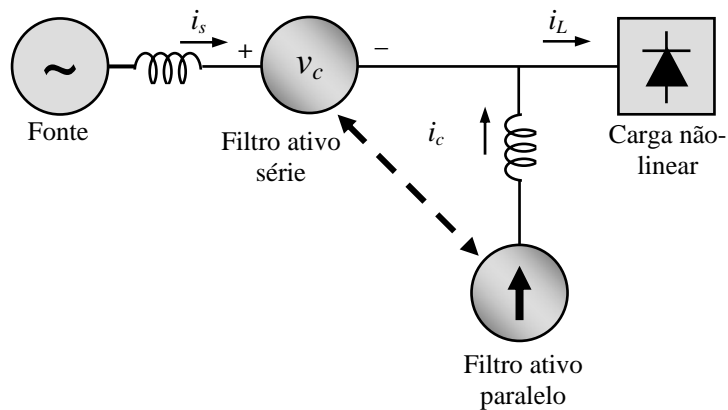


Figura 4.4 – Configuração com filtro ativo série e filtro ativo paralelo integrados

A porção série de um UPQC compensa componentes harmônicos e outros distúrbios presentes na tensão de suprimento, age como um filtro bloqueador de harmônicos e reduz oscilações no sistema (atua como fonte de tensão controlada). A porção paralela compensa harmônicos de corrente de carga, potência reativa e desequilíbrios na corrente de carga (atua como fonte de corrente controlada). A Tabela 4.1 sumariza algumas das principais funções dos dispositivos considerados para filtragem ativa ^[41].

Em função da interação entre as fontes e cargas existentes em uma *Micro-rede*, entende-se que a utilização de um dispositivo do tipo UPQC, com as características delineadas nesta seção, pode contribuir significativamente para tornar a *Micro-rede* adequada para aplicações que exigem uma boa qualidade de energia, especialmente por considerar-se fontes alternativas de energia, assíncronas e de baixa potência, que não usufruem da estabilidade usual de grandes geradores síncronos. Além disso, a estrutura de um UPQC pode ser utilizada para a implementação de um UPFC (Controlador Unificado do Fluxo de Potência - *Unified Power Flow Controller*), que pode agregar,

adicionalmente, as funções de controle do fluxo de potência na *Micro-rede*. A próxima seção apresenta a *Micro-rede* proposta nesta Tese, com barramento de 400 Hz e utilizando um UPQC para filtragem ativa integrada.

TABELA 4.1 – APLICAÇÕES DE FILTROS ATIVOS

Conexão do filtro ativo	Causa do problema de qualidade	
	Efeito da carga na fonte CA	Efeito da fonte CA na carga
Paralelo	<ul style="list-style-type: none"> • Filtragem de harmônicos de corrente • Compensação de corrente reativa • Desequilíbrio de corrente • Oscilação (<i>flicker</i>) na tensão 	
Série	<ul style="list-style-type: none"> • Bloqueio de harmônicos de corrente • Desequilíbrio de tensão 	<ul style="list-style-type: none"> • Afundamento da tensão • Desequilíbrio de tensão • Distorções na tensão • Interrupção na tensão • Oscilação (<i>flicker</i>) na tensão
Série-Paralelo	<ul style="list-style-type: none"> • Filtragem de harmônicos de corrente • Compensação de corrente reativa • Desequilíbrio de corrente • Oscilação (<i>flicker</i>) na tensão • Desequilíbrio de tensão 	<ul style="list-style-type: none"> • Afundamento da tensão • Desequilíbrio de tensão • Distorções na tensão • Interrupção na tensão • Oscilação (<i>flicker</i>) na tensão

4.3 *Micro-Rede* com Barramento de 400 Hz e Filtragem Ativa

Considerando os argumentos apresentados nas seções anteriores, esta Tese apresenta um sistema de geração distribuída, do tipo *Micro-rede*, com a frequência nominal do barramento integrador, monofásico, igual a 400 Hz. Na operação de tal sistema, podem ser

utilizadas fontes com diferentes características (tensão gerada do tipo CA ou CC; geradores de energia rotativos ou estacionários; etc). Para cada tipo de fonte, deverão ser considerados conversores de potência adequados, para interligação com o barramento da *Micro-rede*. Além disso, as cargas acopladas ao barramento poderão ser do tipo linear, não-linear, ativa ou passiva. Considera-se ainda, como possibilidade, a interligação com a rede pública utilizando-se para isto um conversor do tipo matricial ^{[32]-[35]}.

A interconexão destas diferentes fontes e cargas pode fazer com que a tensão presente no barramento e a corrente fornecida pelas fontes apresentem algum conteúdo harmônico significativo. Além disso, dependendo das cargas, pode haver a necessidade de fornecimento de potência reativa, reduzindo, assim, o fator de potência. Para reduzir as distorções nas formas de onda de corrente e tensão e melhorar o fator de potência, é utilizado um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*) ^{[37]-[40]}. O principal objetivo do UPQC, que integra filtros ativos em paralelo e em série, é compensar distorções harmônicas de corrente e de tensão, além da compensação de potência reativa na frequência fundamental.

No Capítulo 3, a Figura 3.8 apresentou a *Micro-rede* proposta nesta Tese, incluindo o UPQC, na forma de diagrama de blocos. A Figura 4.5 apresenta, em maiores detalhes, a formação dos barramentos de fontes e de cargas, bem como o UPQC. A *Micro-rede* da Figura 4.5 representa uma configuração com algumas fontes de energia (fontes CC e fontes CA), dispositivos de armazenagem de energia (baterias) e

algumas cargas (linear, não-linear e ativa). Outras fontes e cargas podem também ser consideradas, incluindo a rede de distribuição, operando em 60 Hz. Unidades de armazenagem de energia são facilmente conectadas ao barramento HFAC, melhorando a confiabilidade da *Micro-rede*. As baterias têm sido normalmente consideradas para armazenagem de energia em GD, mas rodas-livre, supercondutores e supercapacitores são também dispositivos alternativos viáveis.

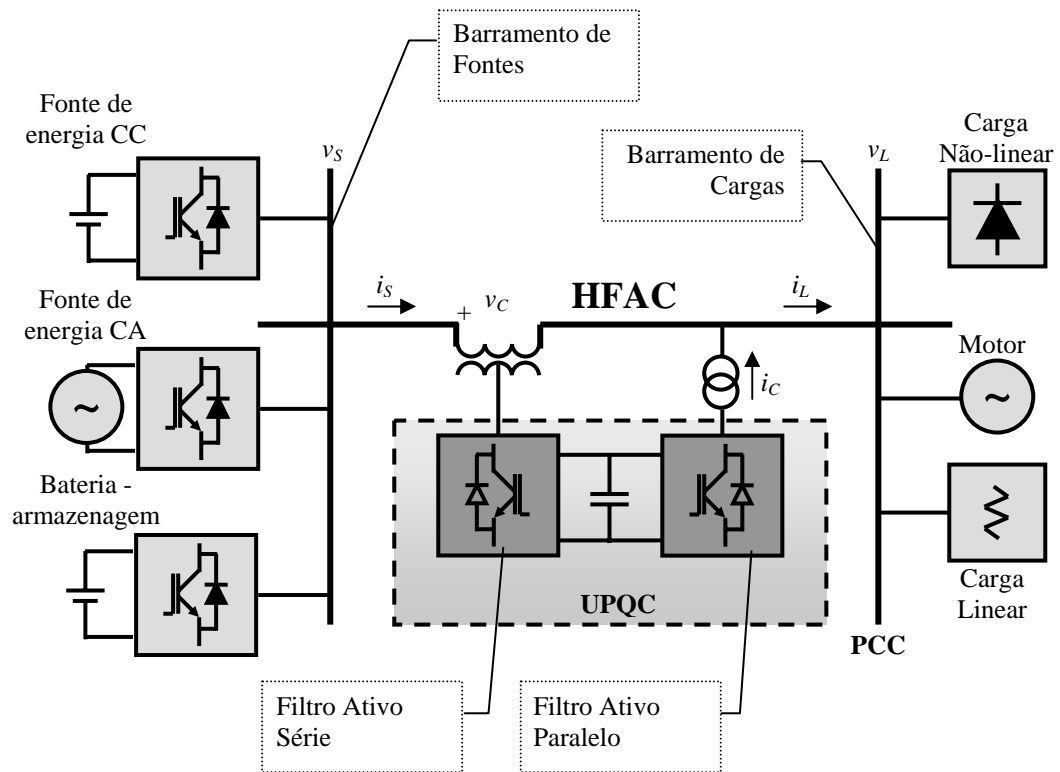


Figura 4.5 – *Micro-rede* com barramento em alta frequência, utilizando um UPQC integrado

No diagrama da Figura 4.5, as fontes estão localizadas em um barramento (denominado de *Barramento de Fontes*) e as cargas estão

localizadas em um outro barramento (denominado de *Barramento de Cargas*). Utilizando-se estes dois barramentos, com o UPQC instalado entre eles, pode-se fazer com que a tensão presente nos terminais das cargas seja senoidal (independente do tipo de carga e das possíveis distorções da tensão presente no Barramento de Fontes) e com que a corrente total fornecida pelas fontes também seja senoidal, sem distorções. Ambas grandezas a serem compensadas, tensão e corrente, são fornecidas pelos conversores de potência do UPQC.

Assim, conforme apresentado na Figura 4.5, o UPQC é integrado ao sistema e ele garante que a tensão no Ponto Comum de Acoplamento (PCC - *Point of Common Coupling*), tensão v_L , seja livre de distorções. Ele também age na corrente de carga total, i_L , para compensar os harmônicos de corrente e a potência reativa, de forma que a corrente total fornecida pelas fontes, i_S , seja também livre de harmônicos e em fase com a componente fundamental da tensão da fonte, resultando em um fator de deslocamento unitário.

O controlador do UPQC utiliza valores instantâneos de corrente e tensão para obter os componentes instantâneos de potência real e imaginária. A definição destes componentes é baseada na teoria instantânea de potências (ou Teoria p-q), adaptada para circuitos monofásicos ^[36]. A principal vantagem de utilizar-se a Teoria p-q é que não é necessário calcular-se os Valores Médios Quadráticos (RMS) ou utilizar Transformada Rápida de Fourier (FFT), para se obter as referências para compensação. Estes dois outros métodos requerem cálculos periódicos, reduzindo, assim, a fidelidade da

compensação. Maiores detalhes sobre o UPQC são apresentados nas seções seguintes.

No esquema apresentado na Figura 4.5, está-se considerando a operação isolada da *Micro-rede*. Para a conexão com a rede, há duas possibilidades que podem ser consideradas em pesquisas futuras: (i) utilização de um conversor matricial no Barramento de Fontes; ou (ii) utilização de um conversor matricial no Barramento de Cargas.

4.4 Determinação dos Sinais de Referência para Compensação Estática

Para a implementação de técnicas de compensação com filtros ativos, como as apresentadas na Tabela 4.1, é necessário determinar-se os sinais de compensação de referência: corrente de referência para o filtro ativo paralelo e tensão de referência para o filtro ativo série. As técnicas disponíveis para determinação dos sinais de referência podem ser classificadas como: (i) métodos no domínio da frequência e (ii) métodos no domínio do tempo ^{[85]-[86]}. Esta seção apresenta uma breve introdução sobre os principais métodos nestes domínios.

Os métodos no domínio da frequência se baseiam na aplicação da análise de Fourier nas formas de onda da tensão e da corrente, para separar os componentes harmônicos dos sinais para uso na determinação dos sinais de compensação. A Transformada de Fourier requerida para estes métodos é computacionalmente intensiva e portanto pode apresentar dificuldades em implementação on-line destas técnicas de controle. Os métodos no domínio do tempo são

baseados em derivar sinais de compensação instantâneos a partir das medições de tensão e corrente, no sistema onde se quer implementar a compensação ativa. Portanto, os métodos no domínio do tempo se mostram mais adequados para a aplicação em compensação ativa instantânea. Alguns destes métodos no domínio do tempo são: teoria de potências instantâneas (Teoria p-q), eixos de referência síncronos (eixos d-q), controladores baseados em fluxo e detecção síncrona. A seguir, são apresentados sumários de cada um destes métodos. Para efeito de descrição dos métodos, considera-se a detecção de harmônicos de corrente para circuitos trifásicos, mas alguns métodos podem ser igualmente aplicados para circuitos monofásicos e para detecção de distorções presentes na forma de onda da tensão.

4.4.1 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

O método da Transformada Rápida de Fourier (FFT) utiliza a corrente de carga amostrada para um período e então calcula a magnitude e fase dos componentes de frequência. O número de harmônicos considerados depende do número de amostras obtidas para cada período: o número de harmônicos que pode ser obtido é igual à metade do número de amostras utilizadas.

A remoção da componente fundamental é obtida igualando-se a zero a componente na frequência fundamental e então aplicando-se a Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT). A IFFT recria um sinal no domínio do tempo baseado nas informações de magnitude e fase de cada harmônica. Estes cálculos devem ser realizados em cada

ciclo da corrente da rede. É importante assegurar que a FFT é calculada em um ciclo completo para prevenir imperfeições ^[85]. Qualquer modificação na corrente de carga que distorce a forma de onda causará sérios erros na saída da FFT e isto levará a uma corrente de compensação incorreta por um curto período de tempo. Este problema pode ser minimizado alterando-se o algoritmo de controle, para que sejam detectadas mudanças na corrente e fazendo, então, a corrente de referência igual a zero.

Os métodos baseados no domínio da frequência apresentam algumas vantagens, especialmente devido ao fato de que a magnitude dos harmônicos da carga são conhecidos e isto permite cancelamento seletivo destes componentes harmônicos. Através da manipulação as magnitudes dos harmônicos é possível prevenir o cancelamento de certos harmônicos ou reduzir o nível de cancelamento de harmônicos selecionados. No entanto, conforme afirmado, estes métodos requerem grande capacidade computacional e não se aplicam para compensação instantânea.

4.4.2 Teoria das Potências Instantâneas (Teoria p-q)

O método da Teoria das Potências Instantâneas (ou Teoria p-q), é baseado na transformação da tensão e da corrente no plano α - β , onde as potências instantâneas real e imaginária (p e q) podem ser calculadas ^[36]. Os componentes harmônicos são extraídos utilizando filtros de sinais e são utilizados para produzir os sinais de compensação.

Esta Teoria está bem desenvolvida e largamente utilizada para controle de filtros ativos em circuitos trifásicos. A Teoria p-q utiliza a transformação de Park para gerar dois vetores ortogonais girantes (α e β), a partir dos três vetores das fases (a, b e c): como é sabido, tensões e correntes instantâneas trifásicas podem ser representadas por vetores espaciais no sistema de referência a-b-c. Estes vetores espaciais podem ser transformados para o sistema de coordenadas estacionário α - β , através da seguinte transformações ^{[85]-[86]}:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Após obter-se os valores instantâneos de tensão e corrente nas coordenadas α - β , as potências instantâneas real e imaginária, p e q , podem ser calculadas a partir da relação:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

As potências instantâneas podem ser representadas por componentes oscilantes e componentes médios, onde estes últimos representam a potência fundamental; ou seja:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Removendo-se os componentes oscilantes e aplicando a Transformada Inversa de Park, a corrente harmônica pode ser determinada: para isto, as potências instantâneas real e imaginária são filtradas para isolar-se apenas os componentes oscilantes. As correntes de compensação nas coordenadas α - β são determinadas tomando-se o inverso da Equação (4.3) utilizando os componentes de potência oscilantes a serem compensados; ou seja:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Finalmente, a Transformada Inversa de Park é aplicada na Equação (4.5), para obter-se as correntes de referência nas coordenadas a-b-c:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

A Figura 4.6 apresenta um diagrama de blocos básico para a determinação da corrente de compensação de referência para um filtro ativo paralelo, utilizando a Teoria de Potências Instantâneas.

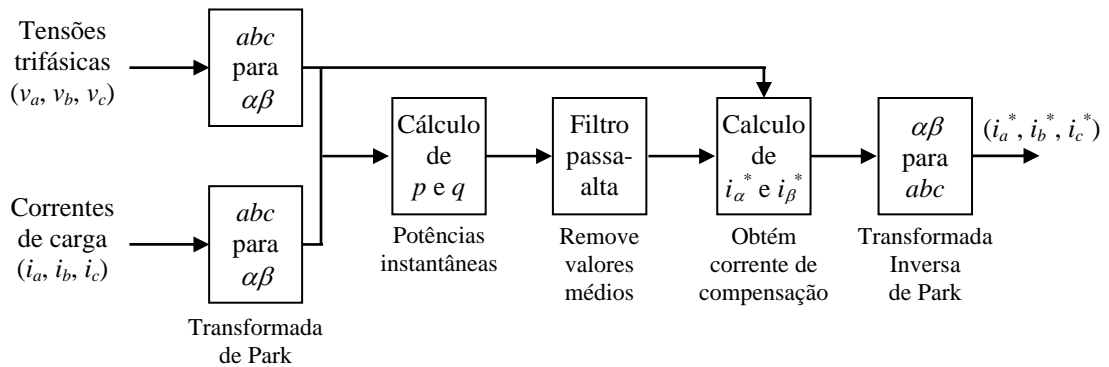


Figura 4.6 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando Teoria p-q

Conforme mencionado no início desta seção, a Teoria p-q está bastante desenvolvida para sistemas trifásicos. Para sistemas monofásicos, esta Teoria precisa ser modificada para poder ser aplicada. A Seção 4.5.1 apresenta maiores detalhes sobre a aplicação da Teoria p-q para circuitos monofásicos, uma vez que este método é utilizado para a Micro-rede apresentada nesta Tese. Além disso, a

Seção 4.5.1 apresenta também outras possibilidades de compensação, além dos harmônicos de corrente, utilizando a Teoria p-q.

4.4.3 Eixos de Referência Síncronos (Eixos d-q)

Este método está baseado na Transformação d-q, em que as correntes de carga medidas, nas coordenadas a-b-c, são transformadas em um sistema de referência girante (eixos direto (d) e quadratura (q)), que está sincronizado com a frequência da tensão de linha:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & -\text{sen}(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

As componentes na frequência fundamental da corrente de carga tornam-se componentes CC e todos os componentes harmônicos são deslocados por uma frequência ω no sistema de referência d-q ^[85]. Os componentes harmônicos são então obtidos através da remoção do sinal CC, o que pode ser obtido utilizando-se um filtro passa-alta, com frequência de corte na frequência da linha. Após obtidas as componentes de compensação nos eixos d-q, deve-se aplicar a operação inversa na Equação (4.7), para obter os componentes de referência nas coordenadas a-b-c.

A Figura 4.7 ilustra o diagrama de blocos para a determinação da corrente de referência para um filtro ativo paralelo, utilizando o método dos eixos de referência síncronos. Não é necessário fornecer informação sobre a tensão da rede para um controlador baseado neste método. No entanto, é necessário obter-se os sinais $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$, o que é normalmente obtido utilizando-se circuitos de PLL ^[86].

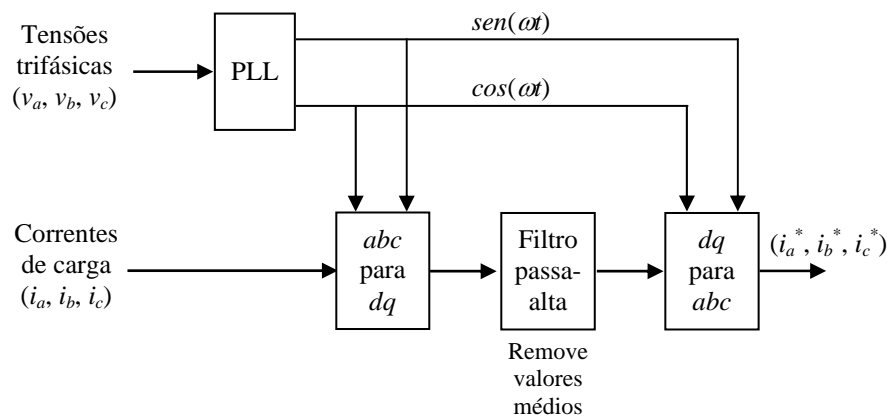


Figura 4.7 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando eixos de referência síncronos

4.4.4 Controladores Baseados no Fluxo

O método baseado em fluxo também opera com os sistema de referência síncrono ($d-q$) e utiliza a relação linear entre corrente e fluxo em um indutor ^[86]. Isto permite que um regulador de corrente seja diretamente implementado sem necessidade de uma referência de tensão.

O fluxo terminal do filtro ativo é medido indiretamente a partir da tensão terminal do filtro ativo e, então, alimentado para gerar o fluxo

de referência para o indutor na saída do filtro ativo. As correntes de carga medida são convertidas para o sistema de eixos de referência síncronos $d-q$, utilizando a Equação (4.7). Então, a corrente na frequência fundamental torna-se um valor CC e pode ser filtrada e subtraída da corrente de carga total, para obter-se os componentes harmônicos. Finalmente, o fluxo de referência requerido para o filtro ativo pode ser obtido e utilizado para o controlador do filtro ativo. Este método é relativamente complexo e requer um processador com grande capacidade para ser implementado. Maiores informações podem ser obtidas na literatura ^[86].

4.4.5 Detecção Síncrona

A idéia de detecção síncrona foi originalmente aplicada para sinais de rádio em sistemas de comunicação ^[86]. Mais recentemente, tem sido estendida para sistemas de potência trifásicos e exibe boas características para tensões desequilibradas. Há três possibilidades de utilizar o método da detecção síncrona para determinar os componentes de compensação: potência semelhante, corrente semelhante e resistência semelhante ^[86]. O método de corrente semelhante será brevemente descrito nesta seção.

Assumindo que, após compensação, as correntes de linha da fonte são iguais (semelhantes), pode-se afirmar que:

$$I_{amax} = I_{bmax} = I_{cmax} \quad (4.8)$$

Então, as correntes podem ser escritas em termos da potência média e tensão máxima em cada fase:

$$I_{amax} = \frac{2P_a}{V_{amax}}, I_{bmax} = \frac{2P_b}{V_{bmax}}, I_{cmax} = \frac{2P_c}{V_{cmax}} \quad (4.9)$$

Substituindo a Equação(4.9) na Equação (4.8), obtém-se:

$$\frac{2P_a}{V_{amax}} = \frac{2P_b}{V_{bmax}} = \frac{2P_c}{V_{cmax}} \quad (4.10)$$

Re-arranjando a Equação (4.10), obtém-se:

$$P_a = \frac{V_{amax}}{V_T} \cdot P_{Tavg} \quad (4.11)$$

$$P_b = \frac{V_{bmax}}{V_T} \cdot P_{Tavg} \quad (4.12)$$

$$P_c = \frac{V_{cmax}}{V_T} \cdot P_{Tavg} \quad (4.13)$$

onde P_{Tavg} é a potência média total e V_T é a soma das tensões máximas:

$$P_{Tavg} = P_a + P_b + P_c \quad (4.14)$$

$$V_T = V_{amax} + V_{bmax} + V_{cmax} \quad (4.15)$$

Agora, as Equações (4.11), (4.12) e (4.13) podem ser utilizadas para gerar as correntes da fonte de referência:

$$i_{Sa} = \frac{2P_{Tavg}}{V_{amax}V_T} \cdot v_a \quad (4.16)$$

$$i_{Sb} = \frac{2P_{Tavg}}{V_{bmax}V_T} \cdot v_b \quad (4.17)$$

$$i_{Sc} = \frac{2P_{Tavg}}{V_{cmax}V_T} \cdot v_c \quad (4.18)$$

Utilizando as equações acima, as correntes de compensação de referência para o filtro ativo podem ser obtidas por simples subtração das correntes de carga medidas (i_L) e das corrente da fonte obtidas nas equações acima (i_S):

$$i_a^* = i_{La} - i_{Sa} \quad (4.19)$$

$$i_b^* = i_{Lb} - i_{Sb} \quad (4.20)$$

$$i_c^* = i_{Lc} - i_{Sc} \quad (4.21)$$

Um diagrama de blocos simplificado para o método de detecção síncrona para correntes semelhantes é apresentado na Figura 4.8, para uma das fases (fase b). Para as outras duas fases, o método é exatamente o mesmo. Para este método, é necessário medir ambos tensão e corrente de cada fase, e um filtro passa-baixa é utilizado para determinar a potência total média. É também necessário determinar o valor máximo da tensão em cada fase e, após, realizar o somatório, para determinar o valor da tensão total, V_T .

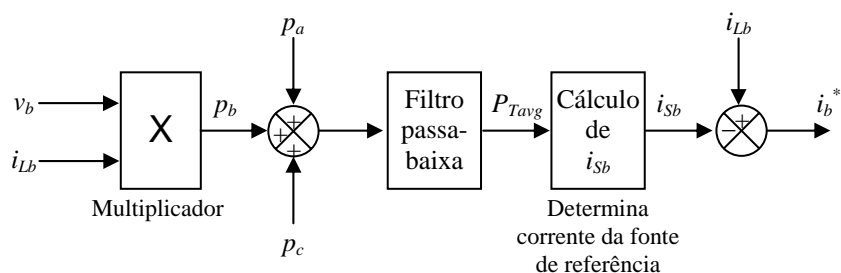


Figura 4.8 – Diagrama de blocos típico para um controlador de filtro ativo paralelo utilizando método de detecção síncrona para corrente semelhante

4.4.6 Sumário dos Métodos de Compensação

Uma comparação geral dos métodos é apresentada na Tabela 4.2, ressaltando algumas vantagens e desvantagens de cada um dos métodos descritos nesta seção.

TABELA 4.2 – SUMÁRIO DOS MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA PARA FILTROS ATIVOS

Método	Analógico ou Digital	Vantagem	Desvantagem
FFT	Digital	• Boa qualidade em regime permanente	• Performance inadequada em regime transiente
Teoria p-q	Analógico ou digital	• Simples	• Somente adequado para tensões senoidais
Eixos de Referência Síncronos	Digital	• Útil para qualquer forma de onda de tensão e corrente	• Requer PLL
Controlador Baseado no Fluxo	Digital	• Não requer referência de tensão	• Complexo, requer PLL
Detecção Síncrona	Analógico ou digital	• Útil para tensões da fonte desequilibradas	• Assume correntes iguais em cada fase

O método do uso de FFT apresenta boa qualidade em regime permanente, mas não apresenta boa performance em regime transitório, não sendo, portanto, adequado para compensação ativa on-line. O método da Teoria p-q possui a vantagem de ser simples o suficiente para ser implementado na forma analógica, desde que ele somente possui operação de multiplicação, divisão e filtragem. A mais óbvia desvantagem deste método é que ele apresenta performance não satisfatória para condições de tensão com distorções ou desbalanceada, por que o algoritmo assume que as tensões de linha são balanceadas e senoidais. Esta desvantagem pode ser superada utilizando circuitos adicionais para determinar a componente fundamental da tensão ^[39]. Uma vantagem do método dos eixos de

referência síncronos é que ele apresenta performance satisfatória para qualquer forma de onda de tensão e corrente. Uma desvantagem é que o algoritmo é relativamente complexo e requer um circuito ou algoritmo de PLL para obter-se resultados satisfatórios. A vantagem do método baseado no fluxo é que o algoritmo não requer uma referência de tensão. As desvantagens são similares às do método dos eixos de referência síncronos: complexidade computacional e necessidade de PLL. No método de detecção síncrona, a performance é boa para condições de tensão da fonte desequilibradas. Uma desvantagem deste método é que ele assume correntes iguais em cada fase (ou que a carga é equilibrada).

O método utilizado nesta Tese inicia com a Teoria p-q, modificada para circuitos monofásicos. Após, são agregadas algumas simplificações utilizando-se conceitos do método de eixos de referência síncronos. Assim, obtém-se um método simples, que não necessita de tensão de referência, que pode ser aplicado a circuitos monofásicos e que possui boa performance para quaisquer formas de onda de tensão e corrente (requer PLL). Este método é descrito em detalhes na Seção 4.5.1.

4.5 Condicionador Unificado de Qualidade de Potência

A utilização de um dispositivo do tipo UPQC, na *Micro-rede* monofásica proposta, pode melhorar a qualidade da energia presente no barramento da *Micro-rede* e entregue à carga. Além disto, torna mais fácil a tarefa de interligação da *Micro-rede* com a rede pública,

uma vez que o UPQC torna senoidal a tensão presente no Barramento de Cargas. Podem ser encontrados na literatura vários artigos que tratam sobre filtragem ativa e UPQC, sendo este assunto atual e de extrema importância para o setor elétrico ^{[36]-[50]}.

O UPQC é um dispositivo de eletrônica de potência que utiliza a integração de um filtro ativo série para compensação da tensão e de um filtro ativo paralelo para compensação da corrente, controlados de acordo com um determinado algoritmo (que é baseado na estratégia de compensação desejada), de forma a melhorar a qualidade de energia no ponto em que está instalado. Além disto, no UPQC, não existe a necessidade de utilizar-se uma fonte de energia no barramento CC, que é comum aos dois conversores de potência: apenas um capacitor (de capacitância elevada) é necessário. No entanto, para a aplicação proposta, entende-se que uma bateria (ou um conjunto de baterias) pode ser utilizada, servindo, tanto para a operação do UPQC quanto como dispositivo de armazenagem. Assim, para efeitos práticos, considera-se uma fonte de tensão CC no barramento do UPQC, para facilitar a implementação de um protótipo da *Micro-rede* em laboratório.

Para facilitar o entendimento dos aspectos relacionados ao UPQC, dividiu-se o assunto nas seguintes partes distintas:

- a) Teoria p-q aplicada a sistemas monofásicos;
- b) determinação de sinais auxiliares (*seno*) e (*co-seno*);
- c) determinação da corrente de compensação de referência, para o filtro paralelo;

- d) determinação da tensão de compensação de referência, para o filtro série;
- e) integração dos filtros ativo paralelo e série – UPQC;
- f) controle dos conversores PWM.

4.5.1 Teoria p-q Aplicada a Sistemas Monofásicos

Dentre os métodos apresentados na Seção 4.4, para a determinação das referências de corrente e de tensão para os filtros ativos do UPQC, optou-se por utilizar a Teoria p-q, ou Teoria das Potências Instantâneas, originalmente proposta por Akagi para sistemas trifásicos, adaptada a circuitos monofásicos e simplificada para facilitar a sua implementação prática ^[36]. A Teoria p-q consiste de transformações algébricas (conhecidas como Transformações de Park) das tensões e correntes, a partir do sistema de coordenadas a-b-c para o sistema de coordenadas α - β -0, seguidas de cálculos das componentes de potência instantâneas p-q ^{[36]-[39]}. Esta transformação torna o sistema de referência estacionário com as coordenadas ortogonais (e não em 120°, como no sistema a-b-c). Para sistemas trifásicos, com três ou quatro fios, esta teoria é bem desenvolvida e maiores informações podem ser encontradas na literatura ^{[36],[42]}. Entretanto, para sistemas monofásicos, esta teoria ainda não foi aplicada na mesma extensão e o sistema monofásico precisa ser adaptado para permitir a utilização da Teoria p-q ^{[43]-[45]}. Por definição, para aplicar-se a Teoria p-q, o sistema analisado precisa ser, no mínimo, equivalente a um sistema bifásico. Assim, para sistemas

monofásicos, é necessário aplicar uma transformação intermediária a nível de controle, transformando-o num sistema pseudo-bifásico, antes de aplicar a Teoria p-q.

Haque e Ise ^[43] apresentam um método para calcular a corrente de compensação para cada fase de um sistema trifásico independentemente. Este método é aplicável, também, para sistemas monofásicos. A maneira proposta para determinar a corrente de compensação de referência para um filtro ativo paralelo considera uma única fase de um sistema trifásico independente das outras duas. Para cada fase, a corrente do barramento e a tensão são convertidas para as coordenadas α - β , antes dos cálculos das potências instantâneas, p-q. Entretanto, para realizar esta conversão a nível de controle, é necessário gerar um avanço instantâneo de fase de $\pi/2$, para as formas de onda da corrente e da tensão presentes no barramento considerado para compensação. Um filtro em quadratura (filtro Hilbert), teoricamente, poderia ser utilizado para se obter tal avanço de fase. Entretanto, a necessidade de tal filtro na prática pode introduzir retardos na malha de controle, tendo como resultado uma distorção nas componentes de compensação, uma vez que a resposta desejada pode apenas ser aproximada.

Liu *et al* ^[44] também propõem um método em que a teoria p-q é aplicada para sistemas monofásicos, visando o controle de um filtro híbrido de harmônicos. Neste método, é necessário obter um retardo instantâneo de fase de $\pi/2$, para as formas de onda da corrente e da tensão. Desta forma, o controle apresenta apenas um retardo de 90° , que é mais fácil de se obter, na prática, do que o avanço de fase citado

anteriormente. Em termos da resposta dinâmica do controlador, este atraso de fase não representa uma interferência muito significativa, uma vez que os valores instantâneos das formas de onda de corrente e de tensão são totalmente conhecidos (adquiridos através de sensores) e, assim, pode-se saber seus valores em um ângulo de $\pi/2$ em atraso. Por exemplo, estes valores podem ser armazenados digitalmente ou mesmo analogicamente, utilizando circuitos dedicados.

Assim, o método apresentado por Liu mostra-se adequado para a determinação da corrente de compensação de referência para sistemas monofásicos. Entretanto, como apresentado por Liu, esta corrente de referência é calculada considerando somente a eliminação dos harmônicos de corrente ^[44]. Para a *Micro-rede* proposta nesta Tese, além da mitigação dos harmônicos de corrente, há o objetivo de se realizar a compensação de reativos (visando obter um fator de deslocamento unitário) e também a compensação de distorções na tensão presente no barramento.

Este tipo de compensação completa é, normalmente, considerado em sistemas trifásicos operando em 50/60 Hz. Nestes casos, foi demonstrado que é possível definir quais grandezas devem ser compensadas, utilizando-se os componentes de potência instantâneas p-q ^{[37],[39]}. Desta forma, o compensador projetado é mais flexível, já que ele pode ser utilizado para compensar harmônicos de corrente, potência reativa e distorções de tensão. Assim, para o controle do UPQC, a Teoria p-q para sistemas monofásicos, proposta por Liu, é modificada, para obter-se um UPQC flexível para sistemas de distribuição em alta frequência. Visando facilitar o entendimento da

aplicação da Teoria p-q à *Micro-rede* monofásica proposta, a Figura 4.9 apresenta com detalhes as conexões do UPQC na *Micro-rede*.

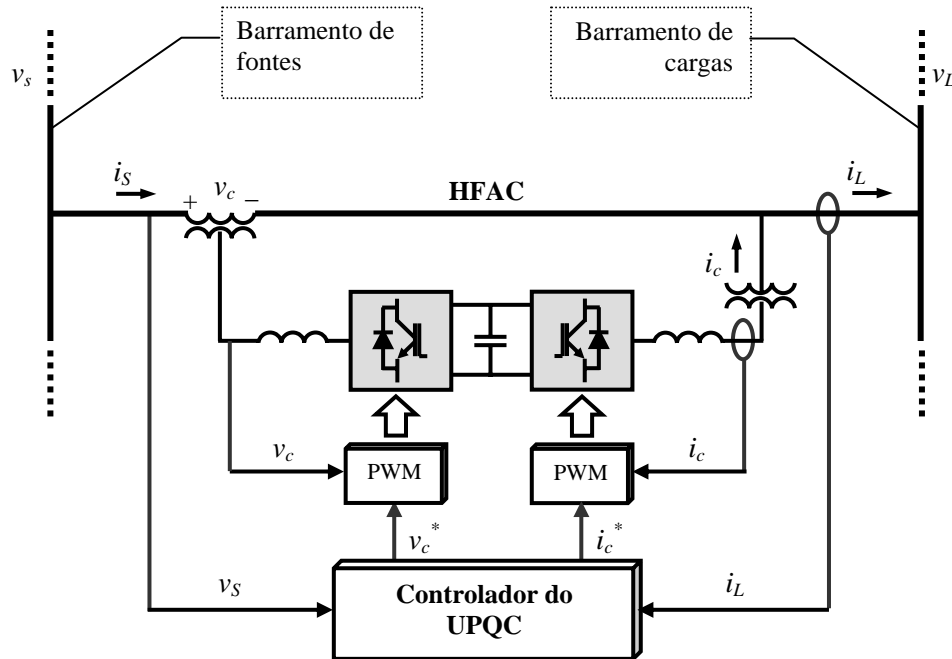


Figura 4.9. Configuração básica do UPQC na Micro-rede

A Teoria p-q é utilizada para obter a corrente de compensação de referência, i_c^* , (para o filtro ativo paralelo) e a tensão de compensação de referência, v_c^* , (para o filtro ativo série), que devem ser reproduzidas no barramento da *Micro-rede* (que possui uma frequência nominal de 400 Hz), através dos conversores de potência operados no modo PWM, para compensar as grandezas desejadas.

Como explicado no início desta seção, para aplicar-se a Teoria p-q, à *Micro-rede* monofásica, deve-se, inicialmente, criar um sistema pseudo-bifásico. Ao se fazer isto, o sistema pode ser analisado nas coordenadas α - β e pode ser diretamente utilizado para obter as

componentes das potências ativa e reativa instantâneas. Para tal, considera-se, que a tensão presente na fase considerada (por exemplo, fase a) e que a corrente desta fase sejam as quantidades na fase α . As componentes na fase β são obtidas após um retardo de fase de 90° das componentes na fase α . Desta forma, por definição, se estivermos analisando um sistema monofásico, representado pela fase a, teremos:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(\omega t) \\ v_\beta(\omega t) \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} v_a(\omega t) \\ v_a(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(\omega t) \\ i_\beta(\omega t) \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} i_a(\omega t) \\ i_a(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Assim, para aplicação da Teoria p-q em sistemas monofásicos, deve-se, inicialmente, adquirir os valores instantâneos da tensão da fonte e da corrente de carga (valores no eixo α) e, além disto, obter os valores destas formas de onda defasados de 90° (valores no eixo β). Nas equações que seguem, será omitida a representação ωt , uma vez que a dependência do tempo está implícita. Onde isto não ocorrer, será especificamente destacado.

As potências real e imaginária podem, então, ser calculadas, utilizando-se os valores instantâneos de tensão e corrente nas coordenadas α - β , como sendo ^{[37]-[39]}:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

As potências instantâneas, real e imaginária, podem, ainda, ser divididas em suas componentes média e oscilante:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

onde cada componente é definido como ^[38]:

\bar{p} : valor médio da potência real instantânea – corresponde à energia por unidade de tempo que é transferida da fonte para a carga (é a componente de potência desejada);

\tilde{p} : valor oscilante da potência real instantânea – é a energia por unidade de tempo que é trocada entre a fonte e a carga;

\bar{q} : valor médio da potência imaginária instantânea; esta potência imaginária é responsável pela componente de corrente fundamental e é a potência reativa tradicional, se o sistema for livre de harmônicos;

\tilde{q} : valor oscilante da potência imaginária instantânea; esta potência imaginária, juntamente com \tilde{p} , é responsável pelos harmônicos de corrente.

\tilde{p} e \tilde{q} são criadas pelos harmônicos presentes na corrente de carga. Se pensarmos apenas em um filtro ativo paralelo, em seu

significado original, estas são as quantidades que deveriam ser eliminadas, para compensar os harmônicos de corrente.

Após obter-se os valores das potências instantâneas real e imaginária, deve-se determinar a corrente de compensação e a tensão de compensação, para o filtro ativo paralelo e para o filtro ativo série, conforme apresentado nas seções a seguir.

4.5.2 Obtenção dos Sinais Auxiliares $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$

O objetivo da aplicação da Teoria p-q na *Micro-rede*, conforme apresentado na seção anterior, é determinar a corrente de compensação de referência e a tensão de compensação de referência, para o filtro ativo paralelo e para o filtro ativo série, respectivamente. Conforme apresentado na literatura, pode-se utilizar, ainda, a Teoria p-q para determinar os valores das potências instantâneas, e utilizar estes valores no controle de fluxo de potência em uma determinada linha de distribuição ^[39].

Assim, pode-se utilizar uma variação na Teoria p-q, para simplificar os cálculos na obtenção das referências instantâneas. Para isto, deve-se inicialmente obter os valores unitários de *seno* e *co-seno*, sincronizados com a tensão presente no barramento da *Micro-rede*. Este procedimento deve também ser aplicado quando se utiliza a Teoria p-q em sua plena extensão para calcular as potências. Ou seja, a obtenção dos sinais de sincronismo é uma exigência da Teoria p-q, para que seja possível compensar totalmente os harmônicos, mesmo

na presença de distorções na tensão do barramento. Com esta primeira simplificação, não é necessário utilizar-se uma referência de tensão para a aplicação no controle de um filtro ativo paralelo (semelhante ao método dos eixos de referência síncronos).

Assim, de forma simplificada, deve-se utilizar um circuito de PLL (ou implementar um algoritmo para reproduzir tal circuito), para obter os sinais auxiliares de $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$, sincronizados com a tensão da fonte, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 4.10. Estes são sinais auxiliares que são utilizados no algoritmo para o filtro paralelo e para o filtro série.

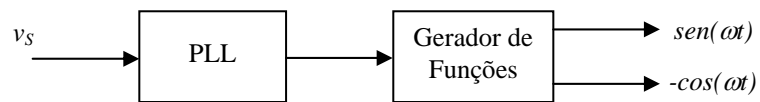


Figura 4.10 – Determinação dos sinais auxiliares $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$

Os sinais auxiliares gerados com o PLL, pra facilitar a aplicação nos algoritmos descritos nas próximas seções, são denominados de m'_α , e m'_β , como segue:

$$m'_\alpha(\omega t) = sen(\omega t) \quad (4.26)$$

$$m'_\beta(\omega t) = -cos(\omega t) \quad (4.27)$$

4.5.3 Determinação da Corrente de Compensação de Referência

Em Liu *et al.* ^[44], o método para obter a corrente de compensação de referência, aplicado a sistemas monofásicos, é baseado no cálculo da componente fundamental da corrente, nas coordenadas α - β , o que exige um cálculo intermediário. Ou seja, primeiramente deve ser obtida a componente fundamental, para depois se obter a componente a ser compensada. Entretanto, como apresentado por Watanabe *et al.* para sistemas trifásicos ^[39], a corrente de compensação nas coordenadas α - β pode ser obtida diretamente, utilizando-se as componentes de potência a serem compensadas. Este é o método utilizado nesta Tese, adaptado para sistemas monofásicos.

Para o cálculo das potências auxiliares p-q, para o filtro paralelo, utiliza-se, conforme mencionado acima, os sinais auxiliares obtidos com o circuito de PLL. Como o objetivo do filtro ativo paralelo é a compensação de harmônicos de corrente e/ou de potência reativa, considera-se a corrente de carga, i_L , como sendo a quantidade correspondente ao eixo α , e a mesma corrente, após defasada de 90° , como sendo a corrente no eixo β . Ou seja, de acordo com as definição dada pela Equação (4.23), tem-se:

$$i_\alpha(\omega t) \equiv i_L(\omega t) \quad (4.28)$$

$$i_\beta(\omega t) \equiv i_L(\omega t - \pi/2) \quad (4.29)$$

Após obter-se as componentes α - β para a corrente de carga, pode-se calcular componentes auxiliares de potência instantâneas real e imaginária, de acordo com a Equação (4.30):

$$\begin{bmatrix} p_p' \\ q_p' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_\alpha' & m_\beta' \\ m_\beta' & -m_\alpha' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & -\text{cos}(\omega t) \\ -\text{cos}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

onde: p_p' e q_p' são as componentes instantâneas de potência auxiliares, real e imaginária, para o filtro ativo paralelo.

Vale ressaltar que estes valores de potência são quantidades auxiliares, que serão utilizadas para obter a corrente de referência para o filtro paralelo e não os valores das potências real e imaginária, conforme definição original da Teoria p-q.

A componente \bar{q}' contém a componente de corrente reativa, enquanto que a componente \bar{p}' contém a componente de corrente que está realmente fornecendo potência real para a carga. Estes componentes médios representam as componentes fundamentais da corrente:

$$\begin{bmatrix} \bar{p}' \\ \bar{q}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_{rms} \cos \theta_1 \\ \sqrt{2}I_{rms} \text{sen} \theta_1 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Assim, para uma compensação de harmônicos de corrente, as componentes a serem compensadas são os sinais oscilantes \tilde{p}' e \tilde{q}' . As componentes de compensação de referência, para a corrente, nas coordenadas α - β , podem, então, ser definidas pela inversão desta Equação (4.30), utilizando as componentes de potência a serem compensadas ^[38]:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & m'_\beta \\ m'_\beta & -m'_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}'_p \\ \tilde{q}'_p \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

ou,

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & m'_\beta \\ m'_\beta & -m'_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}'_p \\ \tilde{q}'_p \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Na Equação (4.33) foram utilizadas as componentes oscilantes das potências real e imaginária. Com isto, o objetivo da compensação é de mitigar os harmônicos de corrente, uma vez que estas duas componentes de potência representam estes harmônicos.

Para compensar, adicionalmente, a potência reativa na frequência fundamental, além dos harmônicos de corrente, por exemplo, é apenas necessário alterar a componente de potência imaginária, para também levar em consideração o seu valor médio, como segue:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & m'_\beta \\ m'_\beta & -m'_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}'_p \\ \bar{q}'_p + \tilde{q}'_p \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Se não há harmônicos de corrente presentes no sistema, e o objetivo global é compensar somente a potência reativa, a seguinte equação deverá ser utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & m'_\beta \\ m'_\beta & -m'_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q}'_p \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Neste caso, não será compensada a potência real e nem a potência imaginária oscilante.

Após o cálculo da corrente de compensação de referência nas coordenadas α - β (utilizando uma das Equações (4.33), (4.4) ou (4.35)), deve-se converter o resultado para as coordenadas a-b-c, antes de utilizar esta corrente como referência para o controlador do conversor PWM.

De acordo com a definição inicial, dada pela Equação (4.23), a grandeza na fase α é igual à grandeza presente na fase considerada (no caso de sistemas monofásicos, a única fase presente na rede – fase a). Assim, a corrente de referência, nas coordenadas a-b-c, é definida apenas pela componente na coordenada α ^[44]. Desta forma, a corrente de referência para o filtro ativo paralelo do UPQC é determinada por:

$$i_c^* = i_{c\alpha}^* \quad (4.36)$$

A corrente de compensação calculada pela Equação (4.35) é utilizada como referência para o controlador do inversor PWM do filtro ativo paralelo, que fornece a corrente de compensação i_c . A Figura 4.11 resume o método utilizado para a determinação da corrente de compensação de referência para o filtro ativo paralelo, considerando, como objetivo de controle, a compensação dos harmônicos de corrente e da potência reativa.

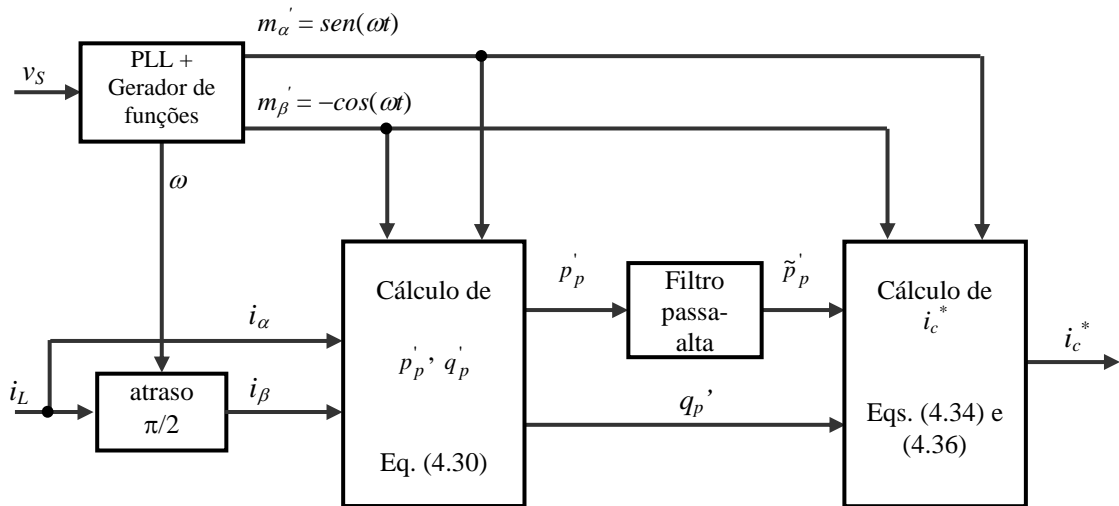


Figura 4.11 – Determinação da corrente de compensação de referência

4.5.4 Determinação da Tensão de Compensação de Referência

Similarmente ao filtro ativo paralelo, se a tensão da fonte apresenta distorções, o compensador estático em série (ou filtro ativo série) pode

ser projetado, baseado na Teoria p-q modificada, para tornar a tensão presente no Barramento de Cargas, v_L , senoidal.

Iniciando-se na mesma Equação (4.24), utilizada para obter os valores das potências instantâneas, obtém-se a seguinte equação, isolando-se as tensões α - β :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Como o objetivo do filtro ativo série é compensar distorções presentes na tensão do barramento da *Micro-rede*, considerada-se a tensão presente no Barramento de Fontes, v_S , como sendo a quantidade correspondente ao eixo α . Ou seja, de acordo com as definições dadas pelas Equações (4.22), tem-se:

$$v_\alpha(\omega t) \equiv v_S(\omega t) \quad (4.38)$$

$$v_\beta(\omega t) \equiv v_S(\omega t - \pi/2) \quad (4.39)$$

Utilizando as definições acima e utilizando os sinais auxiliares m_α' e m_β' , obtém-se, então, para o filtro série:

$$\begin{bmatrix} p'_s \\ q'_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & m'_\beta \\ -m'_\beta & m'_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

onde: p'_s e q'_s são as componentes instantâneas de potência auxiliares, real e imaginária, para o filtro ativo série.

Invertendo-se a Equação (4.40) e utilizando-se as componentes oscilantes das potências real e imaginária auxiliares, obtêm-se as componentes de referência nas coordenadas α - β :

$$\begin{bmatrix} v_{c\alpha}^* \\ v_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_\alpha & -m'_\beta \\ m'_\beta & m'_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}'_s \\ \tilde{q}'_s \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

onde:

$v_{c\alpha}^*$, $v_{c\beta}^*$: são as componentes de compensação de referência para a tensão presente no Barramento das Fontes (v_s), nas coordenadas α - β ;

\tilde{p}'_s , \tilde{q}'_s : são os valores oscilantes das potências auxiliares real e imaginária, respectivamente, para o compensador série. Estes componentes contém as distorções presentes na tensão da rede.

Após calcular as componentes de compensação nas coordenadas α - β , utilizando a Equação (4.41), a componente de compensação de referência nas coordenadas a-b-c, é definida pela componente α , apenas, de acordo com a definição dada pela Equação (4.22). Assim, tem-se:

$$v_c^* = v_{c\alpha}^* \quad (4.42)$$

Assim, para compensar as distorções na tensão da fonte, a tensão de compensação calculada através da Equação (4.42) é utilizada como referência para o controlador do filtro ativo série, que deverá reproduzir a tensão de compensação, v_c , utilizando um conversor operado no modo PWM e um transformador de acoplamento. A Figura 4.12 sumariza o método utilizado para a determinação da tensão de compensação de referência, obtida como descrito acima.

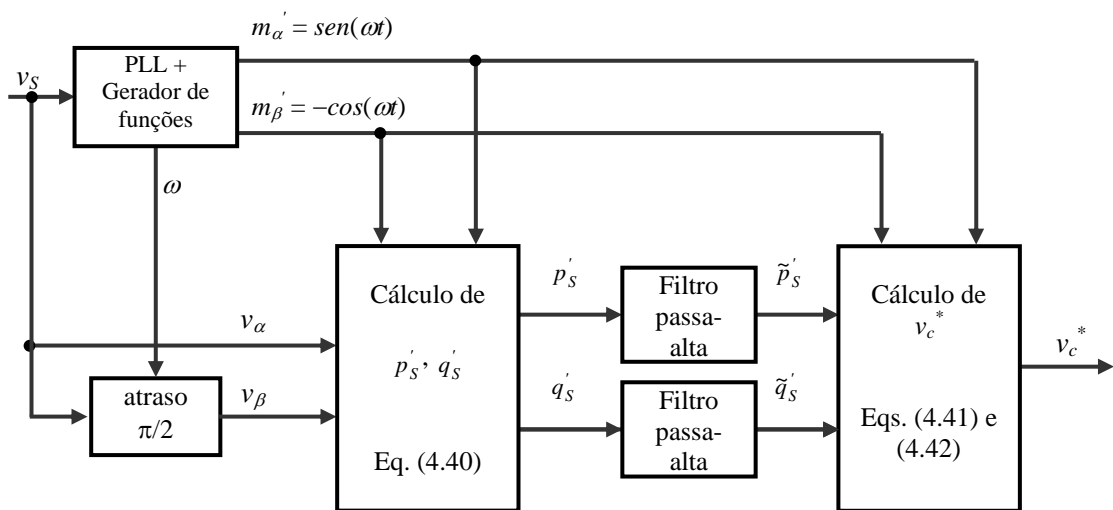


Figura 4.12 – Determinação da tensão de compensação de referência

4.5.5 Integração dos Filtros Ativo Paralelo e Série – UPQC

Quando integram-se os algoritmos para determinação das referências para o filtro ativo paralelo e o filtro ativo série em um

único algoritmo, obtém-se um método para determinação das referências para o Condicionador Unificado de Qualidade de Potência, UPQC. A Figura 4.13 apresenta o diagrama de blocos para determinação da tensão e da corrente de referência para o UPQC, utilizando os dois métodos descritos acima.

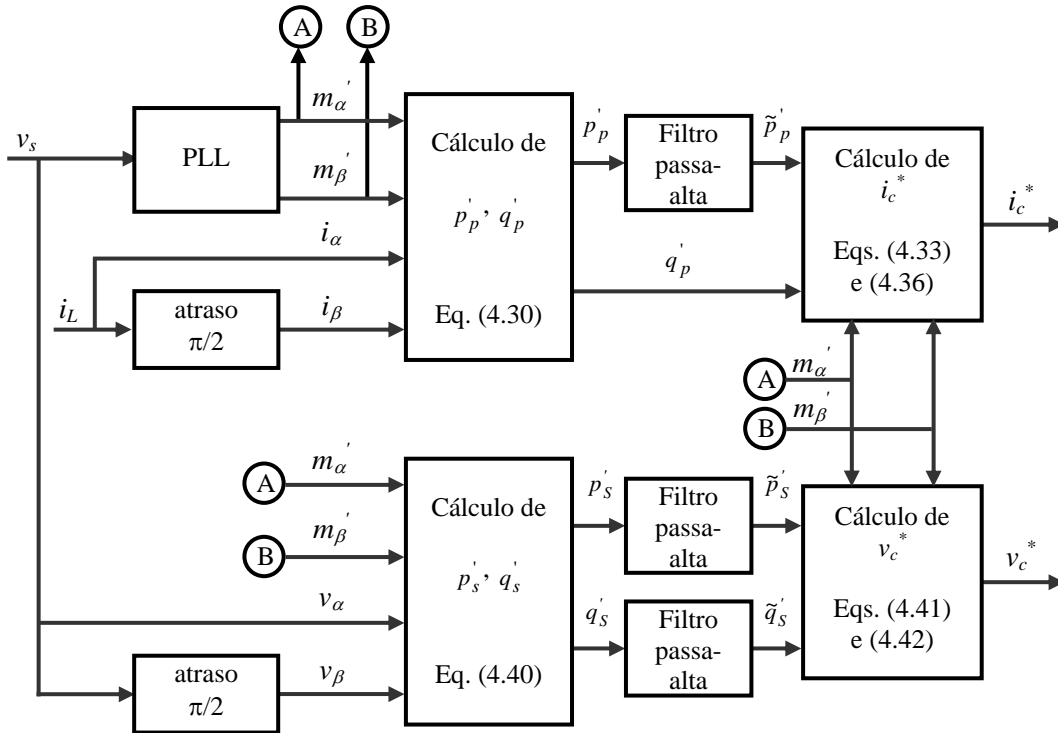


Figura 4.13 – Determinação da corrente de compensação e da tensão de compensação para o UPQC

Conforme pode ser observado na Figura 4.13, para a determinação das referências para tensão e corrente, utilizam-se os dois algoritmos descritos nas seções anteriores isoladamente. Deve ser ressaltado que as potências auxiliares, instantâneas, calculadas para o filtro paralelo e para o filtro série resultam em valores diferentes, em função das

variáveis utilizadas para o cálculo destas potências, conforme apresentado nas seções anteriores.

4.5.6 Controle dos Conversores PWM

Para a implementação prática de filtros ativos e de dispositivos do tipo UPQC, pode-se utilizar diferentes tipos de conversores de potência ^{[46]-[47]}. Para filtros ativos monofásicos, a forma mais usual de implementação é através de conversores PWM em meia-ponte (*half-bridge*) ou em ponte completa (*full-bridge*) ^{[43]-[47]}. Para o conversor do tipo meia-ponte, tem-se uma maior simplicidade na construção, custo reduzido e controle mais simples. Para o conversor em ponte completa, tem-se maior flexibilidade de controle, possibilidade de tensão mais elevada e maior fidelidade na reprodução da forma de onda de referência. Neste projeto, optou-se pelo conversor em ponte completa.

Para o filtro ativo paralelo, o conversor de potência deve reproduzir uma corrente de compensação, i_c , nos seus terminais de saída. A Figura 4.14 apresenta o diagrama de blocos do conversor PWM para este compensador. Para o acionamento dos conversores, utilizou-se modulação por largura de pulsos (PWM), do tipo bipolar ^[51]. Neste tipo de acionamento, a saída do conversor assume os valores +E e -E, onde E é o valor da tensão presente no barramento CC na entrada do conversor. Para a implementação prática do filtro ativo paralelo, o

controle de corrente implementado nesta Tese é do tipo por histerese [50]-[51].

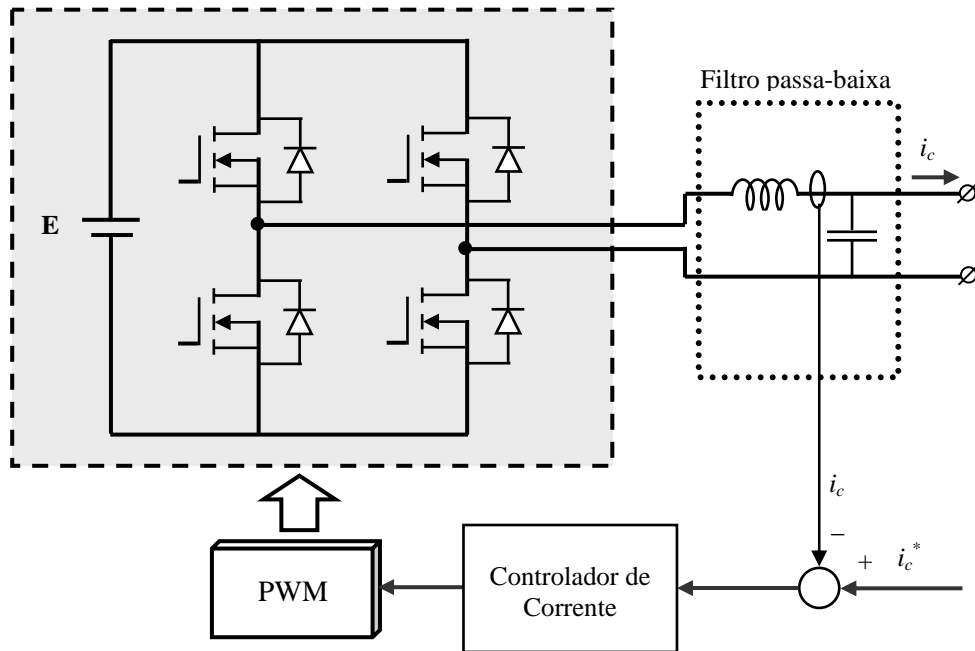


Figura 4.14 – Topologia e configuração de controle para o filtro ativo paralelo

Esta forma de controle é sempre estável para sistemas de primeira ordem ^[88]. Neste tipo de controle, define-se uma faixa de trabalho (ou banda) para a corrente de referência, em que se permite que a corrente real trabalhe dentro desta faixa. Ou seja, para uma corrente de referência, i_c^* , determina-se a faixa superior e inferior para a histerese como sendo:

$$H_+ = i_c^* + h \quad (4.43)$$

$$H_- = i_c^* - h \quad (4.44)$$

onde:

H_+ : faixa superior de histerese;

H_- : faixa inferior de histerese; e

h : banda de histerese.

A Figura 4.15 representa estas definições para o controle de corrente por histerese. Quanto menor for a banda da histerese, h , mais fiel será a reprodução da corrente de referência. No entanto, isto implica em uma maior frequência de chaveamento. O controle por histerese pode ser implementado de forma analógica ou na forma digital. Em ambos os casos, deve-se tomar cuidado com a frequência de chaveamento, que pode atingir valores extremamente elevados. No controle implementado, a frequência de chaveamento foi limitada, utilizando-se um microcontrolador PIC, para evitar-se o sobreaquecimento das chaves utilizadas.

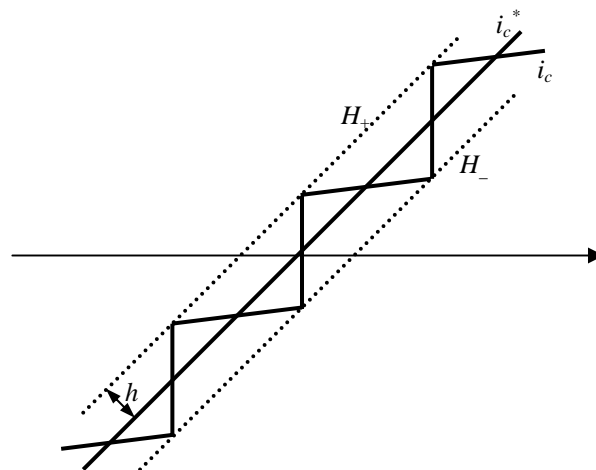


Figura 4.15 – Representação do controle de corrente por histerese

Este tipo de controlador é bastante empregado para filtros ativos em paralelo, uma vez que se obtém uma reprodução adequada da corrente de referência, sem necessidade de grandes detalhamentos matemáticos. A corrente de compensação, i_c , irá oscilar entre a banda H_+ e H_- , conforme apresentado na Figura 4.15. Quando a corrente através do indutor exceder o limite superior da histerese, uma tensão negativa será aplicada pelo inversor no indutor. Isto causa a corrente no indutor a diminuir. Quando a corrente alcança o limite inferior da histerese, uma tensão positiva é aplicada, a corrente aumenta e o ciclo é repetido.

A frequência de chaveamento pode ser alterada pela largura da banda de histerese, o tamanho do indutor e a tensão CC aplicada no indutor pelo inversor. Uma indutância com valor elevado possui uma razão di/dt reduzida para uma dada tensão e então a taxa de aumento da corrente para cada ciclo de chaveamento será reduzida.

O indutor utilizado para o filtro ativo deve ser pequeno o suficiente para que a corrente injetada possa seguir a corrente de referência. O maior valor possível deve ser utilizado, para obter-se a menor frequência de chaveamento possível. Isto, por sua vez, reduz a interferência eletromagnética (EMI) e as perdas de chaveamento nas chaves do conversor de potência. A máxima frequência de chaveamento de um controlador de corrente por histerese é dada por [87].

$$f_{s,max} = \frac{V_{CC}}{9hL} \quad (4.45)$$

onde: V_{CC} é a tensão presente no barramento CC do conversor de potência, h é a banda de histerese e L é indutor utilizado para o filtro ativo.

No protótipo construído no laboratório, o indutor utilizado possui valor de 0,656 mH. Assim, para uma tensão CC de 72 V, por exemplo, e banda de histerese de 0.3 A, a frequência de chaveamento máxima está limitada a 41 kHz. Adicionalmente ao indutor utilizado na saída do filtro ativo, um capacitor de 0,2 μ F é também utilizando, resultando em uma frequência de corte de 13,2 kHz. Maiores detalhes sobre o circuito de comando das chaves e do circuito de potência dos conversores utilizados são apresentados nos Anexos.

Para o filtro ativo série, a topologia do circuito de potência é semelhante, exceto que o objetivo é reproduzir uma tensão de compensação, v_c . A Figura 4.16 apresenta o circuito para o filtro ativo série. Conforme pode ser observado nesta figura, o objetivo do controle é reproduzir uma tensão de referência, v_c^* , nos terminais do transformador do filtro ativo série. Para atingir este objetivo, um controlador normalmente utilizado é do tipo PI (Proporcional-Integral).

Para o UPQC (ou para os filtros ativos isoladamente), se torna necessário, ainda, controlar a tensão presente nos terminais de entrada dos conversores (barramento CC), comum para os dois conversores PWM. Para a *Micro-rede* apresentada nesta Tese, utiliza-se uma fonte de tensão de corrente contínua no lugar do capacitor, não necessitando, portanto, deste controle adicional. Como alternativa,

pode-se utilizar baterias no barramento de corrente contínua, que podem, assim, atuar como dispositivo de armazenagem para a *Micro-rede*. Neste caso, deve ser implementado um algoritmo de controle da carga da bateria.

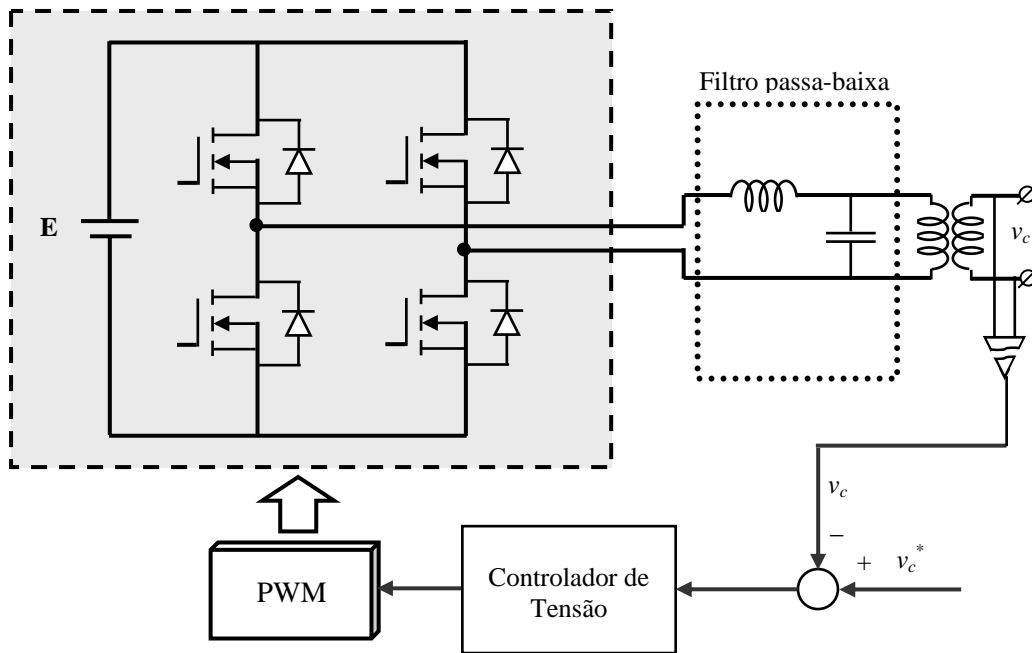


Figura 4.16 – Configuração de controle para o filtro ativo série

4.4 Sumário

Este capítulo apresentou aspectos relacionados à implementação de uma *Micro-rede*, que permite a integração de fontes alternativas, estáticas e rotativas, com capacidade de filtragem ativa completa integrada. Foram apresentados conceitos básicos de filtros ativos e alguns métodos para a determinação da corrente e tensão de referência, para filtros ativos paralelo e série, bem como aspectos

teóricos detalhados da Teoria p-q, utilizada para o controle do UPQC, para melhorar a qualidade da energia entregue pela *Micro-rede*.

Foram também apresentados alguns aspectos relacionados aos conversores de potência PWM utilizados para os filtros ativos paralelo e série, além da metodologia de controle para cada filtro, em especial para o filtro ativo paralelo, utilizado no protótipo de *Micro-rede* implementado no laboratório.

O Capítulo seguinte apresenta resultados obtidos com simulações da *Micro-rede*, utilizando a Teoria p-q modificada para obtenção dos sinais de referência. O Capítulo também apresenta o protótipo desenvolvido em laboratório, bem como resultados práticos obtidos com este protótipo. Os resultados práticos obtidos visam consubstanciar os resultados de simulação obtidos para a *Micro-rede* e servir de base para pesquisas futuras nesta área.

RESULTADOS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO DE *MICRO-REDE*

O Capítulo 4 apresentou detalhes sobre o desenvolvimento teórico e implementação prática de um protótipo de *Micro-rede* em laboratório, com barramento de distribuição monofásico e frequência de operação de 400 Hz. Foram apresentados aspectos relacionados à modelagem e controle do UPQC (Controlador Unificado de Qualidade de Potência), que tem o objetivo de melhorar a qualidade da potência na *Micro-rede*, e sobre a implementação prática dos filtros ativos integrados, através da utilização de conversores de potência operados no modo PWM. Também foram apresentados alguns detalhes sobre o controle destes conversores de potência: controle de corrente para o filtro ativo paralelo e controle de tensão para o filtro ativo série.

Este capítulo apresenta alguns resultados de simulações da *Micro-rede*, obtidos utilizando-se o software PSIMTM, representando algumas situações que podem ocorrer na operação real de uma *Micro-rede*, conforme proposta nesta Tese. Estas situações incluem a alimentação de cargas não-lineares e a utilização da filtragem ativa, isoladamente

(filtragem em paralelo e filtragem em série), e integrada atuando como um UPQC.

Além dos resultados teóricos, são apresentados, também, alguns resultados práticos obtidos com o protótipo da *Micro-rede*. O protótipo desenvolvido no laboratório visa confirmar a teoria apresentada e servir de plataforma para desenvolvimentos futuros nesta linha de pesquisa. O protótipo implementado, com potência de 1 kW, contempla as seguintes funções da *Micro-rede*:

- a) geração de uma tensão senoidal monofásica, com frequência de 400 Hz, a partir de uma fonte de tensão de corrente contínua, utilizando um conversor de potência CC-CA, desenvolvido no laboratório e controlado através de microcontrolador;
- b) aquisição de dados de corrente e tensão da *Micro-rede*, através de uma placa de aquisição de dados e um computador, para a aplicação da Teoria p-q;
- c) implementação da Teoria p-q para redes monofásicas no computador utilizando o software LabViewTM;
- d) determinação da corrente de referência para o controle de um filtro ativo paralelo e utilização desta corrente para efetivo controle do filtro ativo, através de uma saída analógica da placa de aquisição de dados;
- e) implementação de um filtro ativo paralelo, utilizando conversor de potência CC-CA desenvolvido no laboratório e controlado através de um controlador de corrente por histerese.

As seções seguintes apresentam, inicialmente, os resultados de simulação e, posteriormente, alguns resultados práticos obtidos com o protótipo desenvolvido.

5.1 Resultados de Simulações

5.1.1 Operação da *Micro-Rede* com Filtro Ativo em Paralelo

Para avaliar a operação da *Micro-rede* com o filtro ativo em paralelo, esta seção apresenta resultados de simulação para a alimentação de uma carga não-linear conectada na *Micro-rede*, composta de um retificador de meia-onda que alimenta uma resistência de 50Ω e uma indutância de $0,05 \text{ mH}$, conforme representado esquematicamente na Figura 5.1. As simulações foram realizadas utilizando-se o software PSIMTM, que utiliza modelos idealizados dos componentes.

A Figura 5.2 apresenta a tensão no Barramento de Fontes, considerada, neste caso, como sendo a mesma tensão presente nos terminais da carga. Esta tensão possui um valor RMS de 220 V e frequência nominal de 400 Hz . Além disto, considera-se que a tensão possui ainda componentes harmônicos, sendo 10% de terceira harmônica e 5% de quinta harmônica.

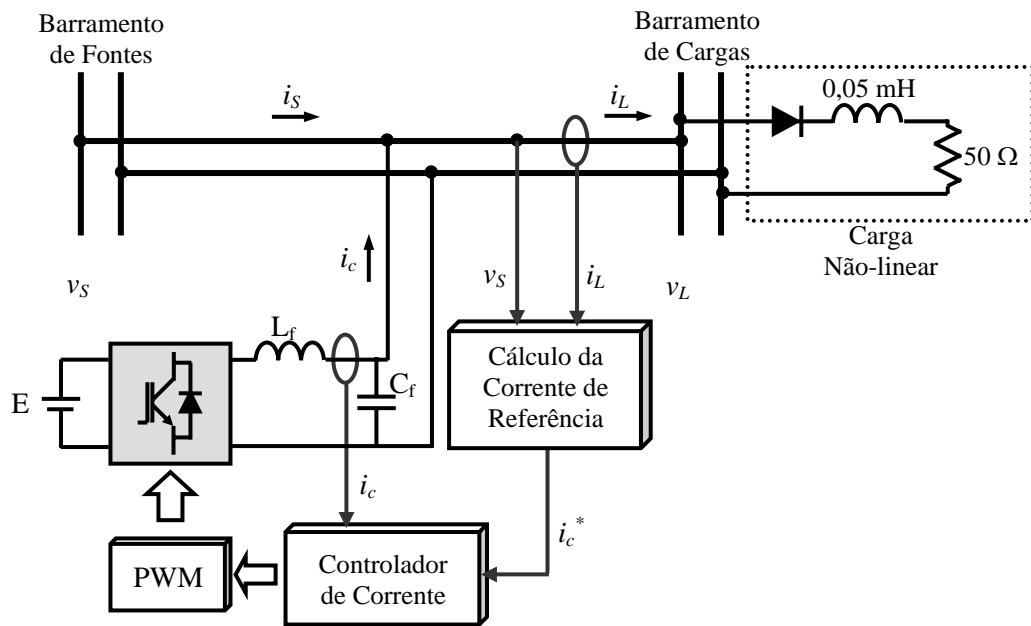


Figura 5.1 – Operação da *Micro-rede* com filtro ativo em paralelo

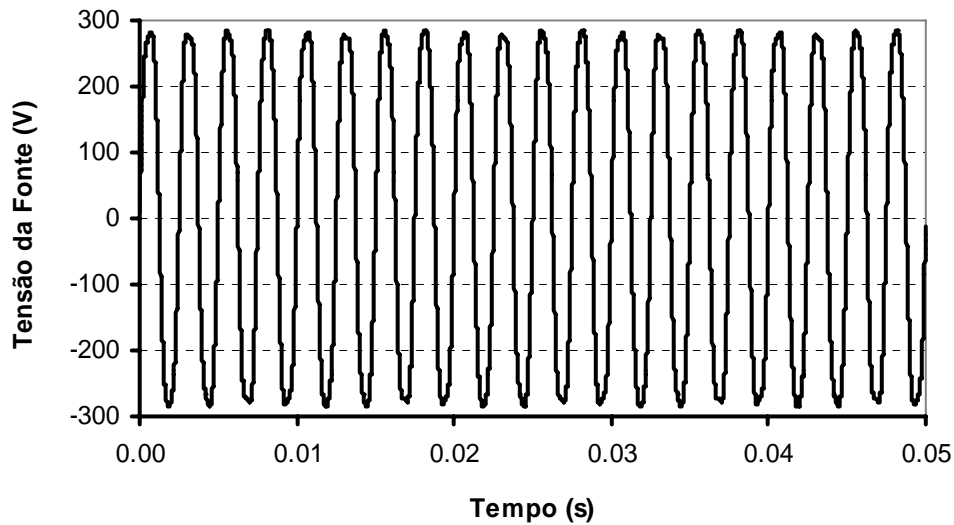


Figura 5.2 – Tensão no barramento da *Micro-rede*

A Figura 5.3 apresenta a corrente de carga para esta situação. Pode ser visto que a corrente de carga tem um elevado conteúdo harmônico,

com forma de onda característica da utilização de um retificador de meia-onda.

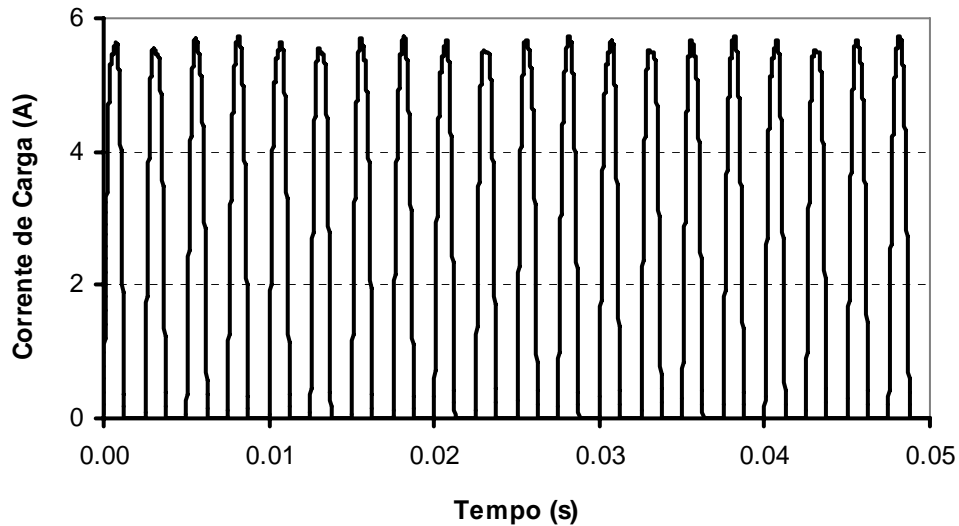


Figura 5.3 – Corrente de carga

Para esta simulação, considera-se como objetivo do filtro ativo a redução das harmônicas da corrente de carga e, também, da potência reativa. Deste modo, é esperado que a corrente da fonte, i_s , seja senoidal e em fase com a componente fundamental da tensão do barramento. Para atingir este objetivo, a corrente de compensação de referência, nas coordenadas α - β , é calculada usando o método descrito no Capítulo 4 (Ver Figura 4.4). Esta corrente de referência de compensação é apresentada na Figura 5.4.

A Figura 5.5 apresenta a forma de onda da corrente de fonte resultante, após compensação. A atuação do filtro ativo paralelo é considerada após 0,02 s de simulação. Antes deste momento, a corrente da fonte é igual à corrente de carga. Pode ser visto que após a compensação, a forma de onda da corrente da fonte é muito próxima a

uma senóide. As componentes harmônicas e também a componente de corrente reativa foram providas pelo filtro ativo paralelo.

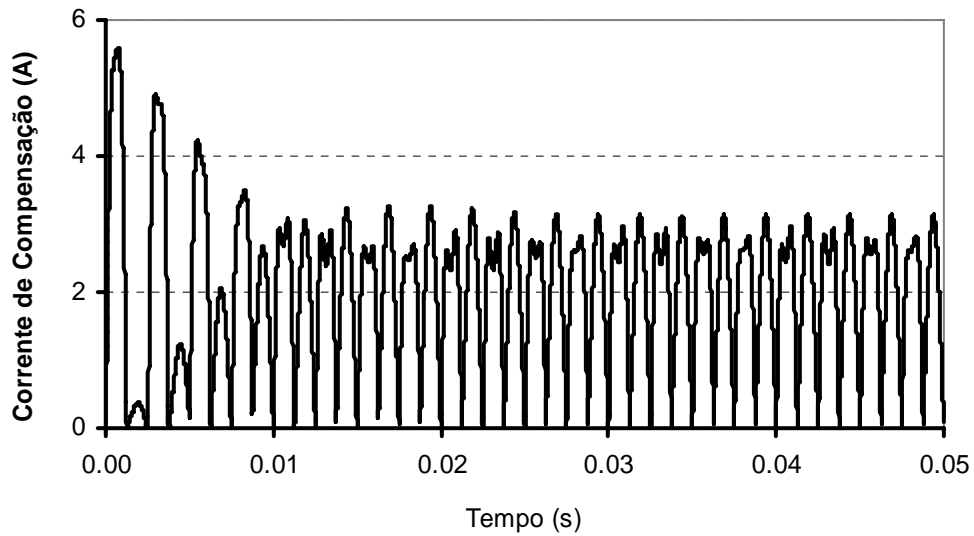


Figura 5.4 – Corrente de compensação de referência para o filtro ativo paralelo

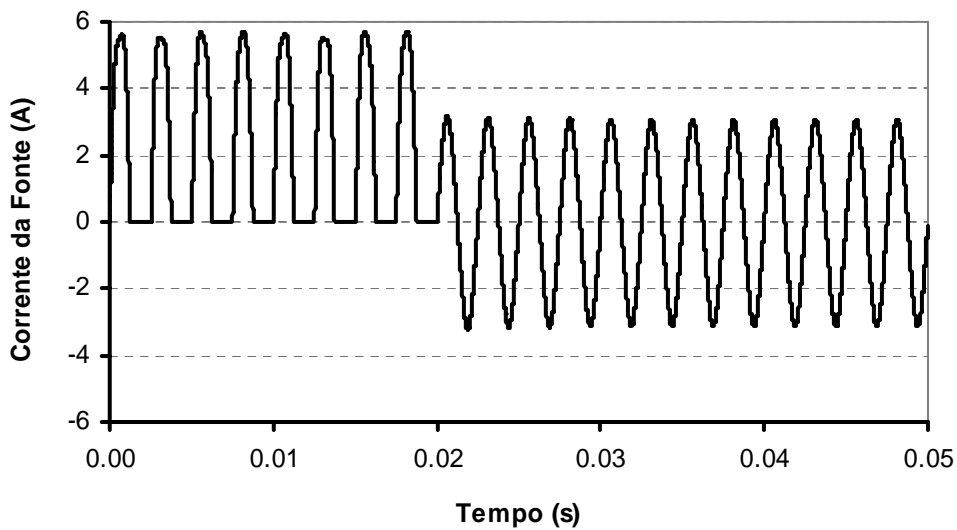


Figura 5.5 – Corrente de fonte resultante

A Figura 5.6 apresenta detalhes da corrente e da tensão da fonte. Pode ser visto que elas estão em fase, provando que a corrente de

compensação de referência, calculada usando a Teoria p-q, efetivamente permitiu a redução dos harmônicos de corrente e a compensação da corrente reativa.

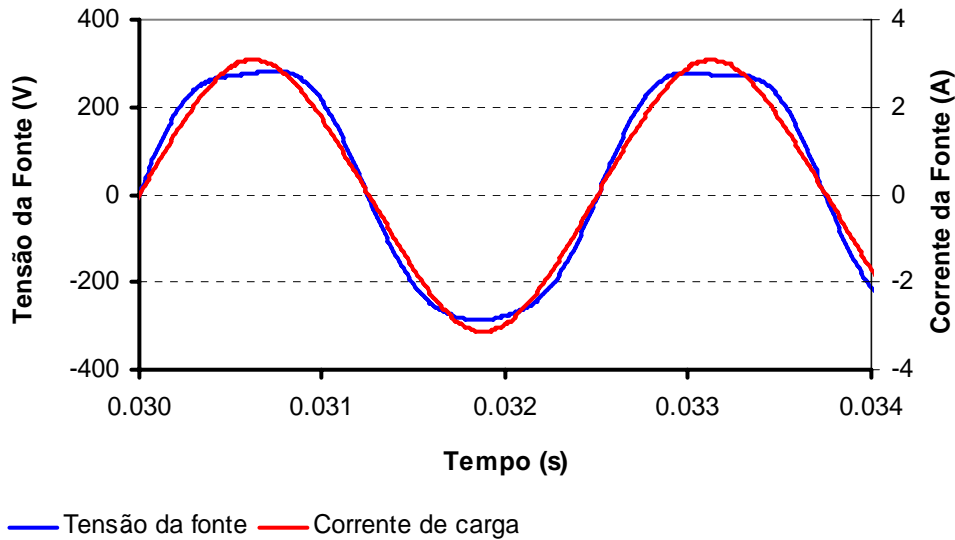


Figura 5.6 – Detalhes da corrente e da tensão da fonte

É importante observar que o filtro ativo paralelo reduziu significativamente o conteúdo harmônico presente na corrente da fonte, mesmo que a tensão da fonte apresente distorções. Este aspecto deve ser ressaltado, pois com alguns algoritmos de controle não é possível a atuação do filtro ativo paralelo, com boa resposta, na presença de distorções na tensão do barramento ^[50]. Em considerações práticas, para obter estas respostas mostradas nas simulações, é necessário a utilização de um circuito de PLL para gerar os sinais $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$, conforme apresentado no Capítulo 4. Para esta simulação, estes sinais, apresentados na Figura 5.7, foram gerados utilizando o software PSIMTM, que possui um algoritmo digital para implementação de um circuito PLL.

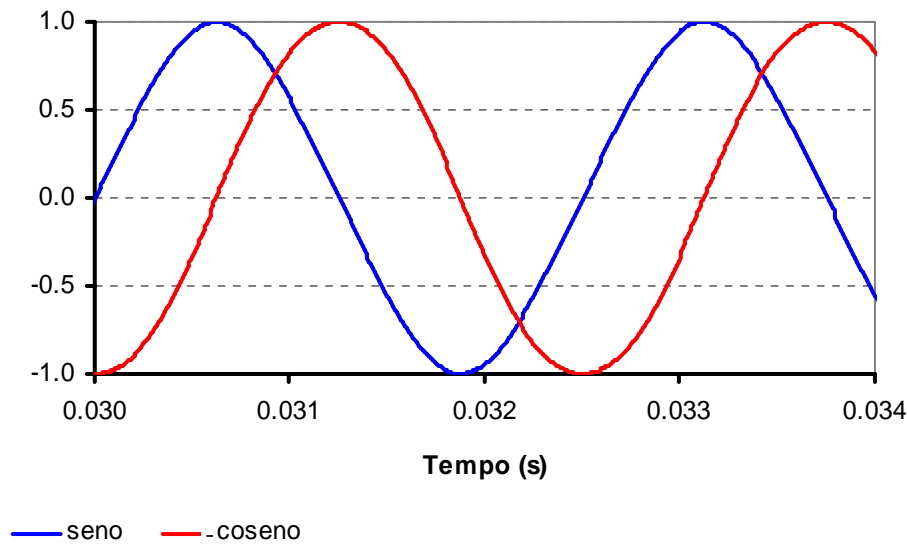


Figura 5.7 – Sinais de sincronismo $\text{sen}(\omega t)$ e $-\text{cos}(\omega t)$

5.1.2 Operação da *Micro-Rede* com Filtro Ativo em Série

Para demonstrar a operação do filtro ativo série, foram realizadas algumas simulações, onde procurou-se compensar distorções de tensão presentes no barramento, sem compensar a corrente de carga. A simulação apresentada nesta seção corresponde à configuração mostrada na Figura 5.8, similar à configuração para as simulações do filtro ativo paralelo. Nesta situação, tem-se uma tensão presente no Barramento de Fontes com frequência nominal de 400Hz e com valor rms de 220 V e que apresenta, ainda, componentes de terceira harmônica (1200 Hz), com amplitude de 31,1 V (10% da fundamental), e de quinta harmônica (2000 Hz), com amplitude de 15,5 V (5% da fundamental). A forma de onda da tensão da fonte é mostrada na Figura 5.9.

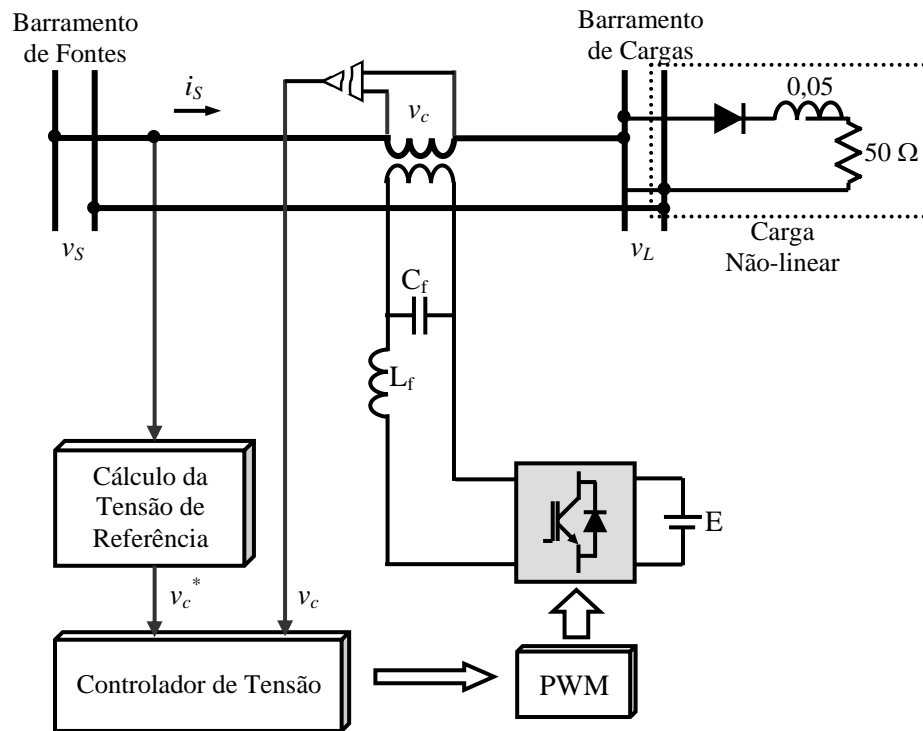


Figura 5.8 – Configuração da *Micro-rede* com filtro ativo série

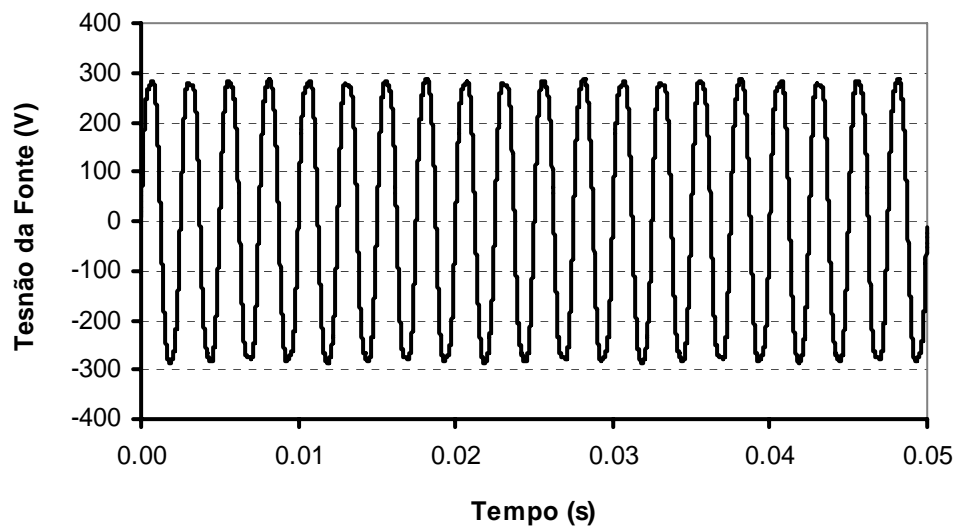


Figura 5.9 – Tensão presente no Barramento de Fontes

Como resultado da aplicação da Teoria p-q, apresentada no Capítulo 4, é obtida a tensão de referência para o filtro ativo série, conforme apresentado na Figura 5.10. A Figura 5.11 apresenta a tensão entregue à carga, após compensação pelo filtro ativo série. A atuação do filtro ativo série é habilitada a partir de 0,2 s.

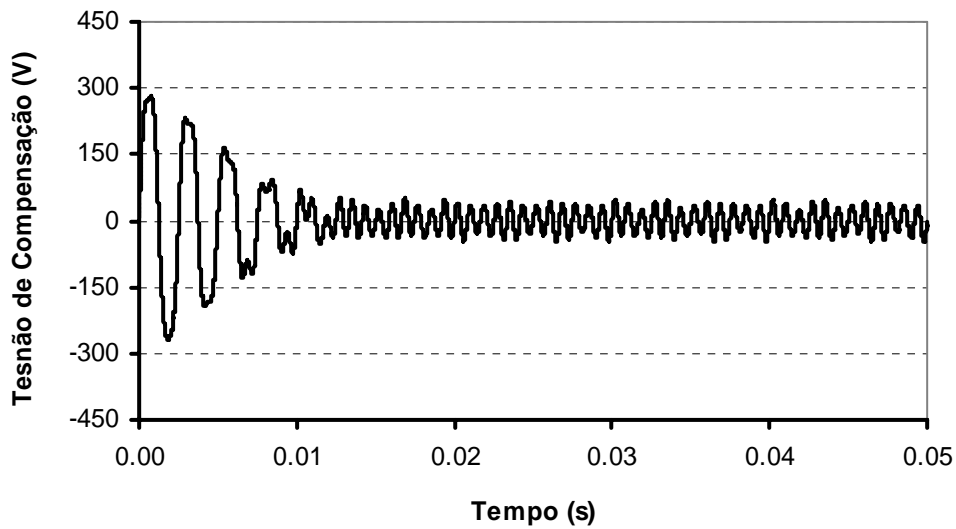


Figura 5.10 – Tensão de compensação para o filtro ativo série

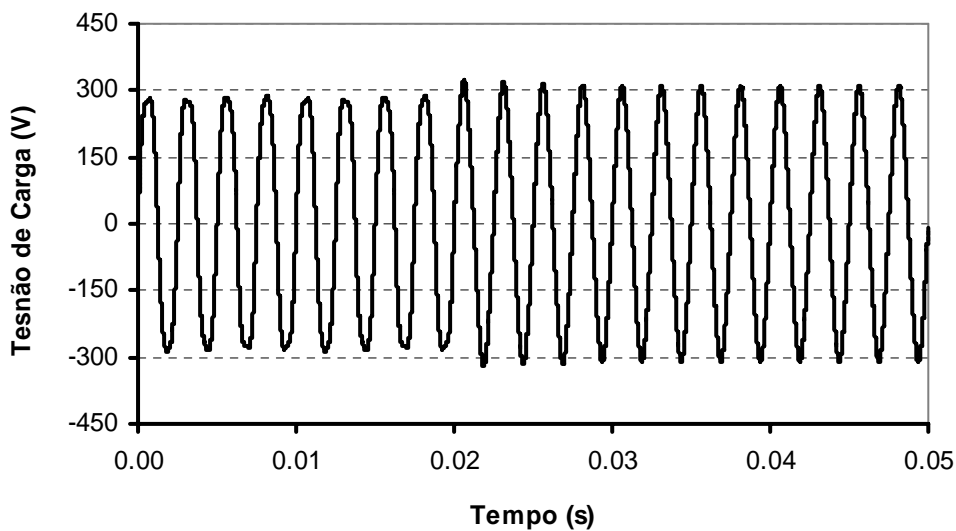


Figura 5.11 – Tensão presente no Barramento de Cargas

A Figura 5.12 apresenta detalhes da tensão presente no Barramento de Fontes e da tensão presente no Barramento de Cargas, onde é possível perceber a melhoria na forma de onda da tensão.

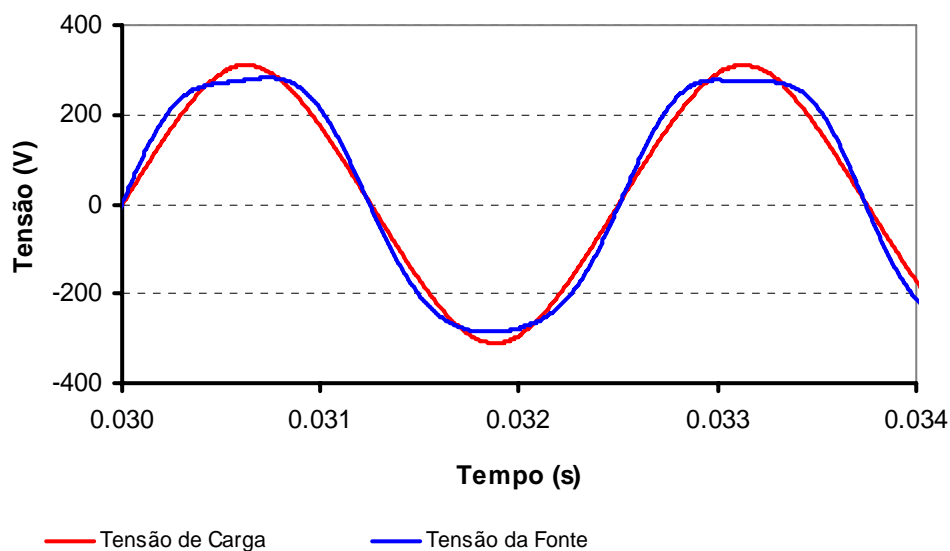


Figura 5.12 – Detalhes das tensões de carga e da fonte

Para finalizar esta simulação, a Figura 5.13 apresenta a corrente fornecida à carga, para esta situação, e a Figura 5.14 apresenta os sinais de sincronismo $\sin(\omega t)$ e $-\cos(\omega t)$, necessários para a operação do algoritmo de cálculo da tensão de referência. É importante salientar que o filtro ativo série compensou a tensão da fonte, resultando em uma tensão senoidal no barramento de cargas, mesmo para corrente de carga não senoidal, desempenhando um bom papel de filtragem.

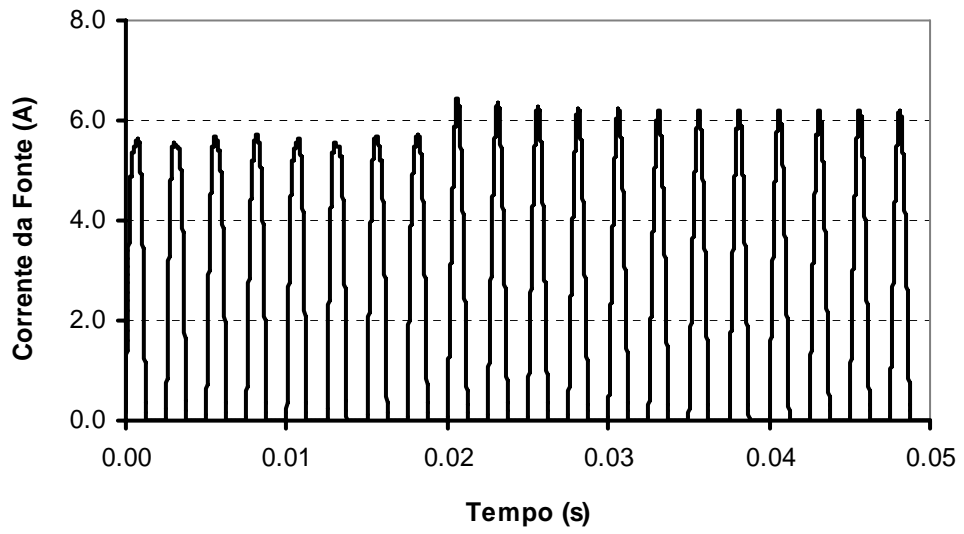


Figura 5.13 – Corrente fornecida à carga

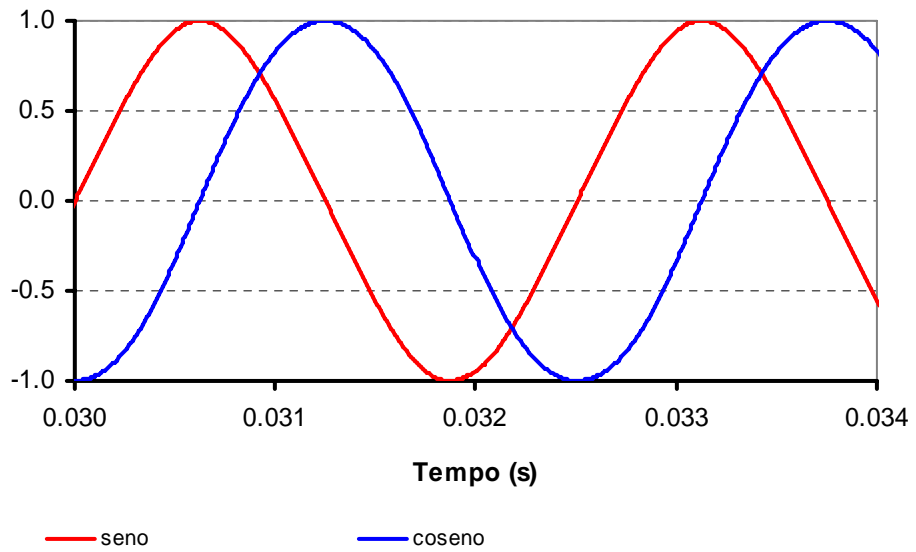


Figura 5.14 – Sinais de sincronismo $\text{sen}(\omega t)$ e $-\text{cos}(\omega t)$

5.1.3 Operação da *Micro-Rede* com Filtro Ativo em Paralelo e em Série Integrados (UPQC)

As simulações seguintes correspondem à operação da *Micro-rede* com a utilização de um UPQC. Neste caso, conforme apresentado no Capítulo 4, tem-se a compensação de harmônicos de corrente, potência reativa e de distorções na tensão do barramento simultaneamente.

Para demonstrar a operação do UPQC, considera-se uma tensão presente no Barramento de Fontes com frequência nominal de 400Hz, com valor rms de 220 V e que contém um conteúdo de terceira harmônica (1200 Hz), com amplitude de 31,1 V (10% da fundamental), e de quinta harmônica (2000 Hz), com amplitude de 15,5 V (5% da fundamental). A Figura 5.15 apresenta esta forma de onda da tensão, presente no Barramento de Fontes, para a configuração apresentada na Figura 5.16.

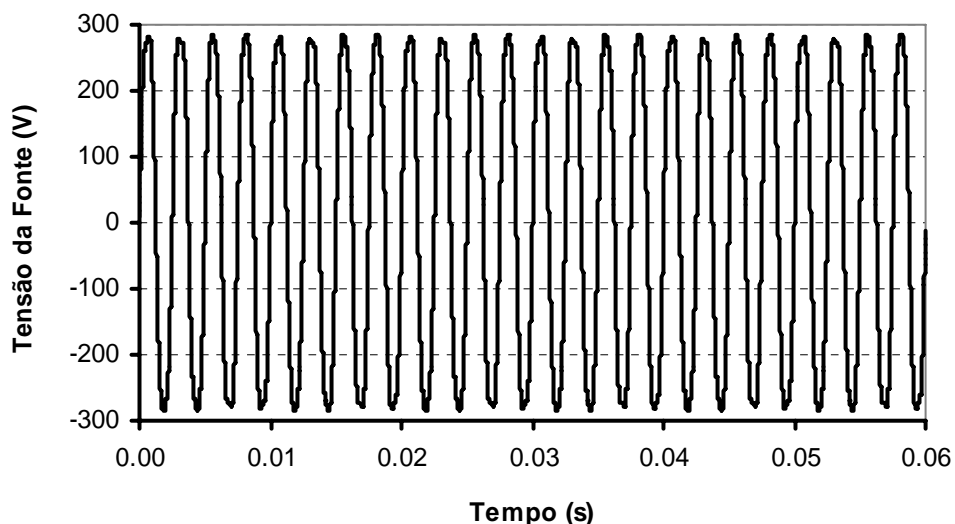


Figura 5.15 – Tensão no Barramento de Fontes (sem compensação)

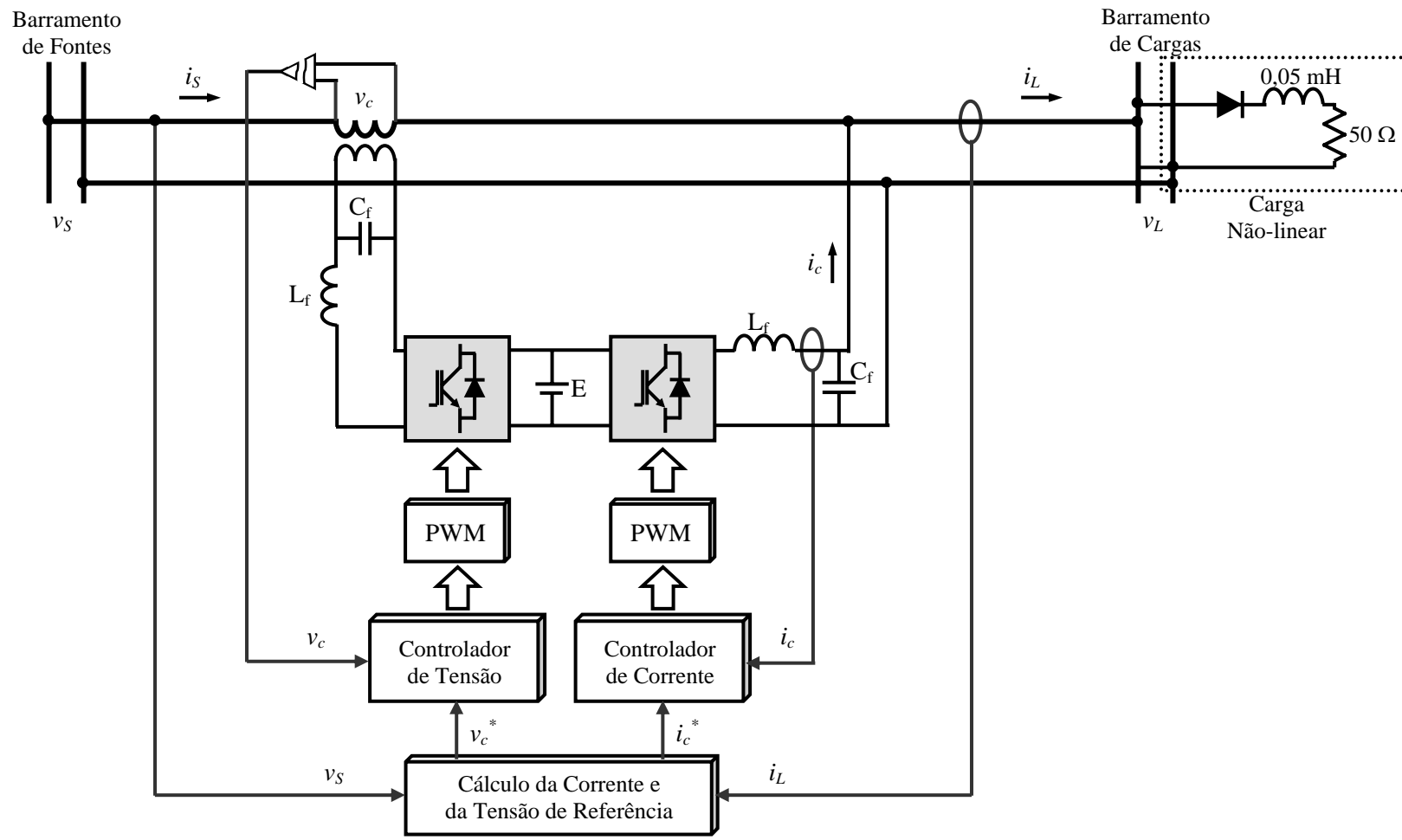


Figura 5.16 – *Micro-rede* com compensação utilizando um UPQC

A Figura 5.17 apresenta a corrente de carga. A partir das Figuras 5.16 e 5.17, pode ser observado que tanto a tensão da fonte quanto a corrente de carga apresentam distorções, que serão compensadas pela atuação dos filtros ativos paralelo e série.

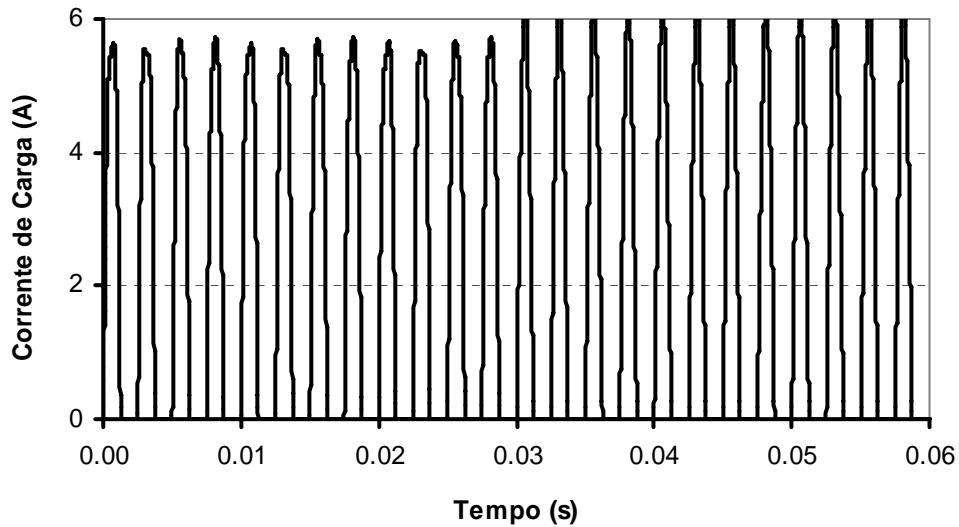


Figura 5.17 – Corrente de carga (sem compensação)

O filtro ativo paralelo do UPQC é controlado para compensar harmônicos de corrente e corrente reativa. Deste modo, é esperado que a corrente da fonte seja senoidal e, também, em fase com a componente fundamental da tensão da fonte. A corrente de compensação e a corrente da fonte resultante são mostradas nas Figuras 5.18 e 5.19, respectivamente. Pode ser visto que a corrente da fonte é muito semelhante a uma senóide. O filtro ativo paralelo foi habilitado a partir dos 0,02 segundos de simulação.

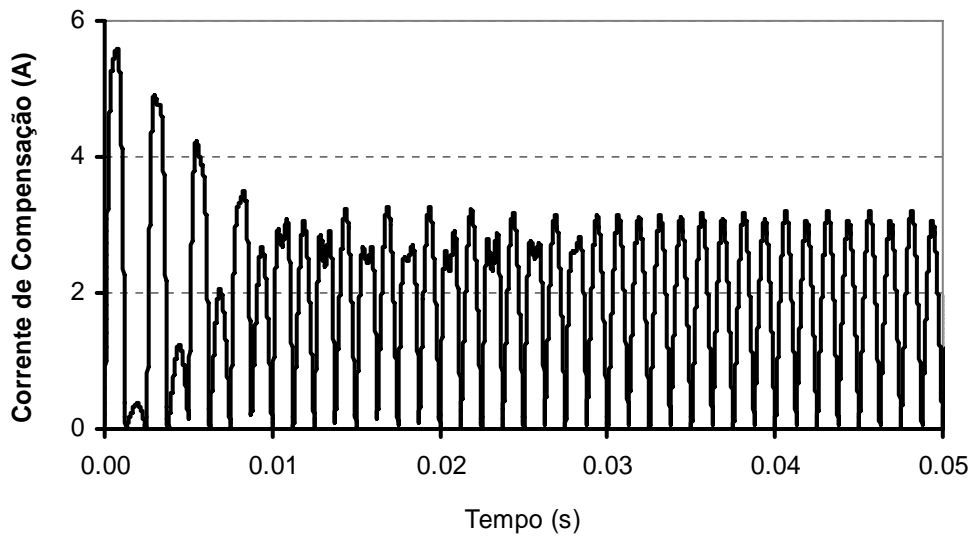


Figura 5.18 – Corrente de compensação de referência

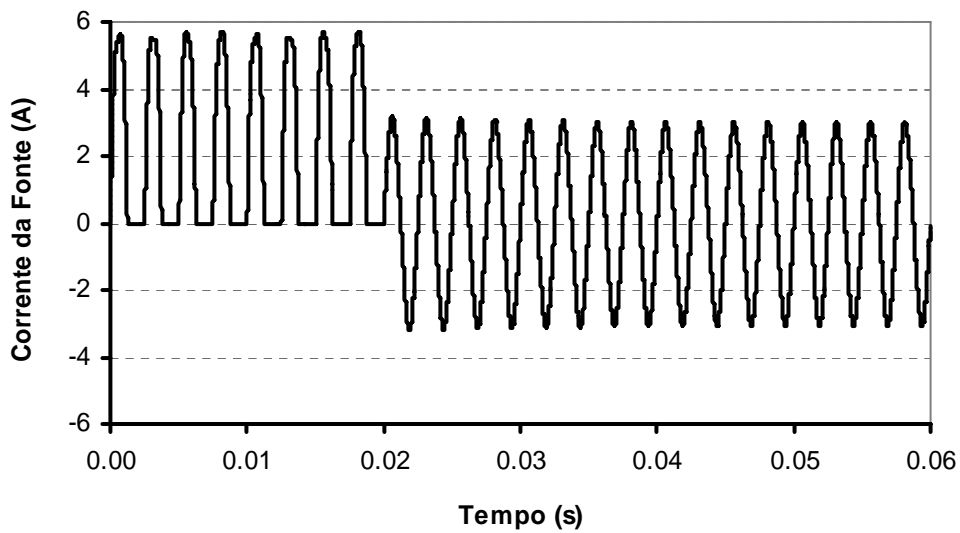


Figura 5.19 – Corrente fornecida pela fonte (após a compensação)

A Figura 5.20 apresenta a tensão de compensação e a Fig. 5.21 a tensão presente no Barramento de Cargas, após a compensação. Também pode ser visto que a tensão resultante é semelhante a uma

senóide. O filtro ativo série do UPQC foi habilitado a partir dos 0,03 segundos de simulação.

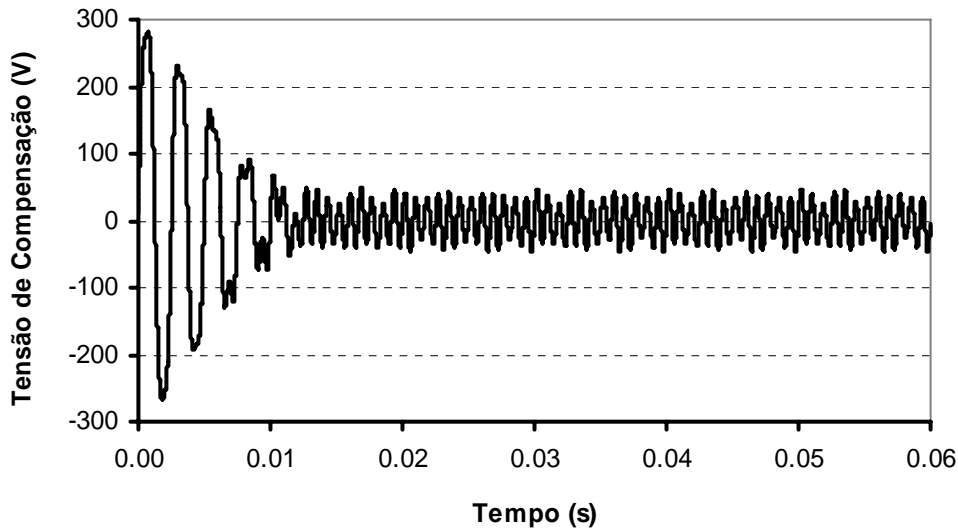


Figura 5.20 – Tensão de compensação de referência

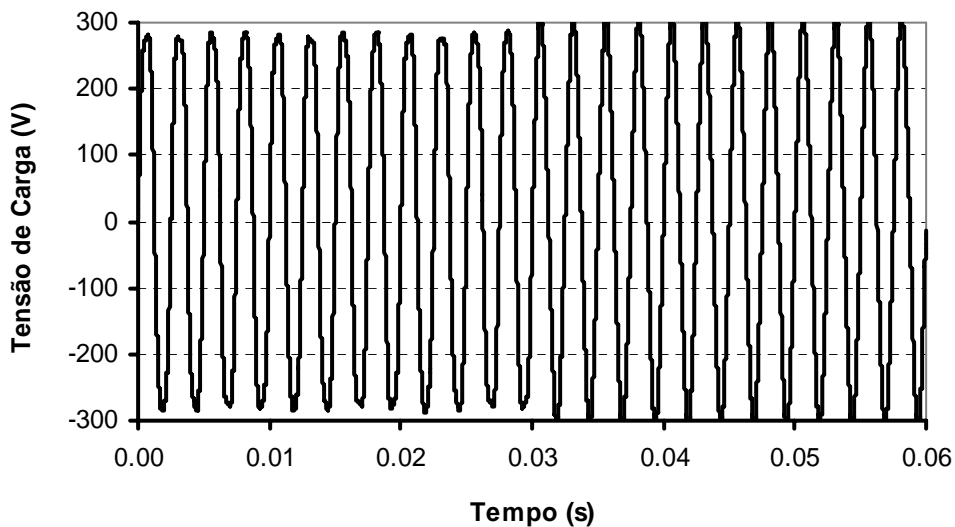


Figura 5.21 – Tensão presente no Barramento de Cargas (após compensação)

A Figura 5.22 apresenta detalhes das tensões da fonte e de carga, evidenciando que a tensão de carga é composta apenas pela componente fundamental da tensão, com valor máximo de 311 V.

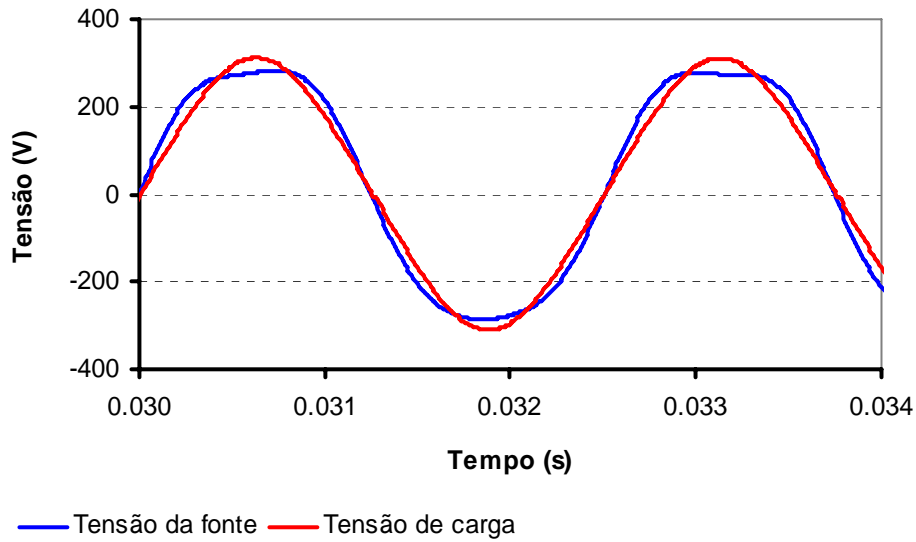


Figura 5.22 – Detalhes das tensões da fonte e de carga

A Figura 5.23 apresenta detalhes da corrente fornecida pela fonte e da tensão da fonte, onde pode ser observado que a corrente da fonte é senoidal e está em fase com a componente fundamental da tensão da fonte.

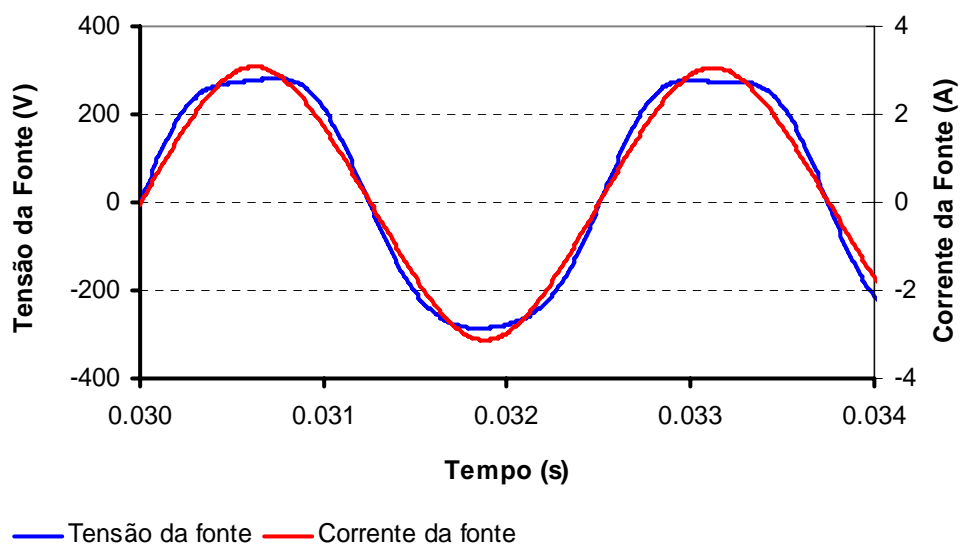


Figura 5.23 – Detalhes da tensão da fonte e da corrente de carga

5.2 Implementação Prática de Um Protótipo de *Micro-Rede*

Para a implementação prática da *Micro-rede* no laboratório, o primeiro passo foi a geração de uma tensão senoidal, com frequência nominal de 400 Hz, a partir de uma fonte de tensão CC, utilizando um conversor de potência CC-CA, operado no modo PWM. A tensão gerada é utilizada para alimentar cargas na *Micro-rede*, incluindo cargas não-lineares. Após, foi implementado um filtro ativo paralelo, para compensar os harmônicos presentes na forma de onda da corrente de carga. Como a tensão gerada obtida no protótipo é muito próxima a uma senóide, o filtro ativo série não foi implementado neste protótipo. A sua utilização se mostra mais necessária quando se tem a operação integrada de diferentes fontes de energia, situação em que se espera maior distorção na tensão gerada. Para a aquisição de dados e determinação da corrente de referência, através da Teoria p-q, foi utilizada uma placa de aquisição de dados modelo PCI-6221 (National Instruments) e um computador, sendo utilizado o software LabViewTM para implementação dos algoritmos necessários. O controle de corrente do filtro ativo paralelo foi implementado com circuitos analógicos, utilizando um controlador de corrente por histerese.

A Figura 5.24 apresenta o diagrama de blocos do protótipo desenvolvido no laboratório. A fonte de tensão utilizada para a geração da tensão da *Micro-rede* é representada por E_1 , cuja amplitude pode ser variada. Esta fonte de tensão pode representar, por exemplo, uma pilha de células de combustível ou um painel solar (ou mesmo

uma fonte rotativa, com circuito para retificação da tensão gerada). Para a obtenção de uma tensão com frequência de 400 Hz, utilizou-se um conversor CC-CA chaveado no modo PWM. Para o acionamento deste conversor, foi utilizado um microcontrolador PIC18F452. Na memória do microcontrolador foi programada uma função senoidal, que determina o ciclo de trabalho das chaves do conversor para a frequência desejada. O sinal de saída do microcontrolador é isolado, utilizando um acoplador óptico e, após, é enviado para o circuito de disparo das chaves, baseado no circuito integrado IR2104 ^[60]. Detalhes sobre os circuitos e sobre o programa do microcontrolador podem ser encontrados nos anexos.

Após a geração da tensão da *Micro-rede*, foi integrado um filtro ativo paralelo no barramento da rede. A estratégia de controle de corrente utilizada foi do tipo por histerese, implementada com circuitos analógicos. Para este filtro ativo, utilizou-se uma segunda fonte de tensão, representada por E_2 , que alimenta o barramento CC do conversor de potência do filtro ativo paralelo. Para o controle do filtro ativo paralelo, é necessário gerar inicialmente a corrente de referência. Para isto, foi utilizada a placa de aquisição de dados, que permite a leitura da tensão no barramento e a corrente de carga, através de entradas analógicas, lidas a uma taxa de 50 kS/s. A partir destas grandezas, é determinada a corrente de referência, utilizando a Teoria p-q, a qual é enviada para o controle de corrente do filtro ativo paralelo, através de uma saída analógica da placa de aquisição de dados.

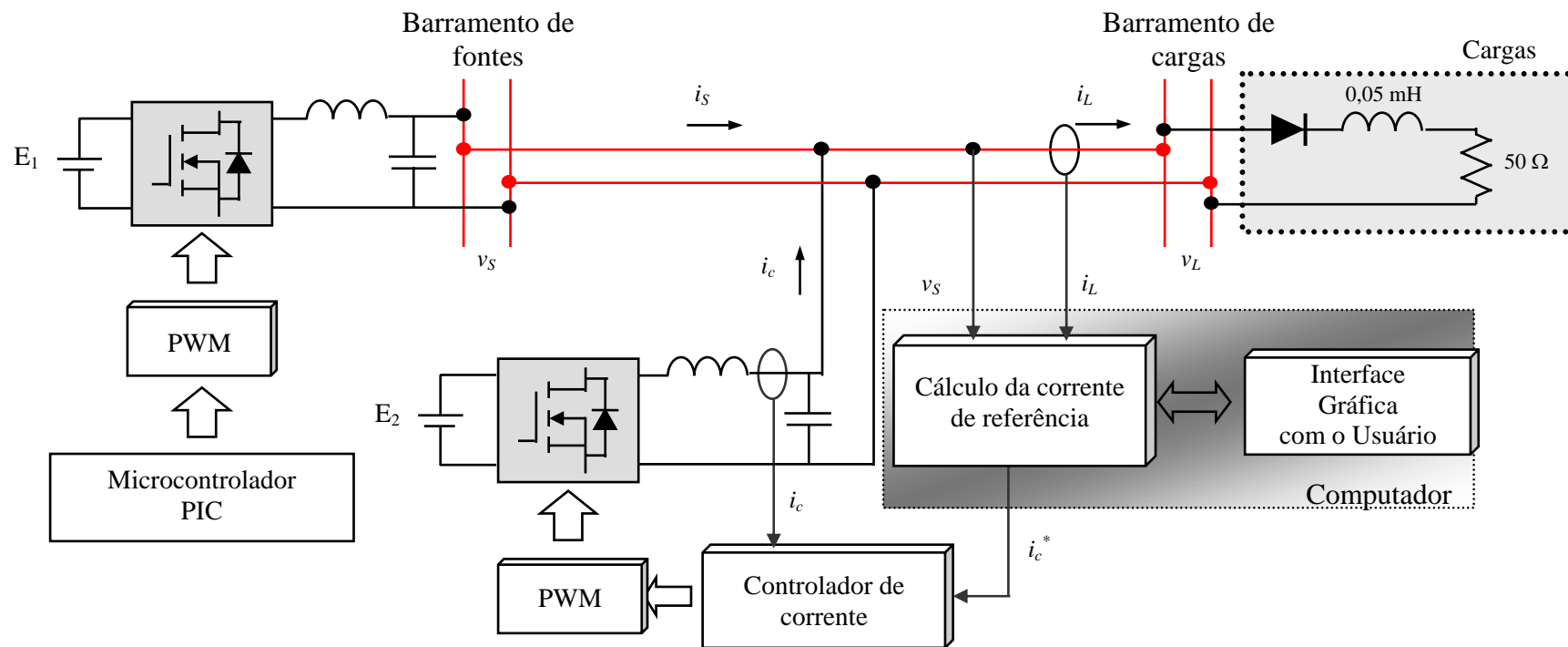


Figura 5.24 – Diagrama de blocos do protótipo de *Micro-rede*

A corrente de saída do filtro paralelo é lida utilizando-se um sensor de corrente de Efeito Hall. A corrente medida no filtro e a corrente de referência são enviadas para o bloco de controle de corrente por histerese. A saída do circuito de controle por histerese determina o estado das chaves do conversor de potência CC-CA. Este sinal é enviado para o microcontrolador PIC do conversor paralelo, que controla, efetivamente, o acionamento das chaves e limita a frequência de chaveamento. Finalmente, o sinal do microcontrolador é isolado opticamente e enviado para o circuito de disparo das chaves. Maiores detalhes sobre os circuitos e programa são encontrados nos anexos.

A Figura 5.25 apresenta uma fotografia do protótipo desenvolvido no laboratório da Universidade Federal de Santa Maria, enquanto que as Figuras 5.26 e 5.27 apresentam fotografias de alguns circuitos dos circuitos de potência do conversor CC-CA e dos circuitos de leitura de corrente e tensão do barramento da *Micro-rede*. A Figura 5.28 apresenta a tela do programa LabViewTM utilizada como interface gráfica para visualização de alguns dados da *Micro-rede*.

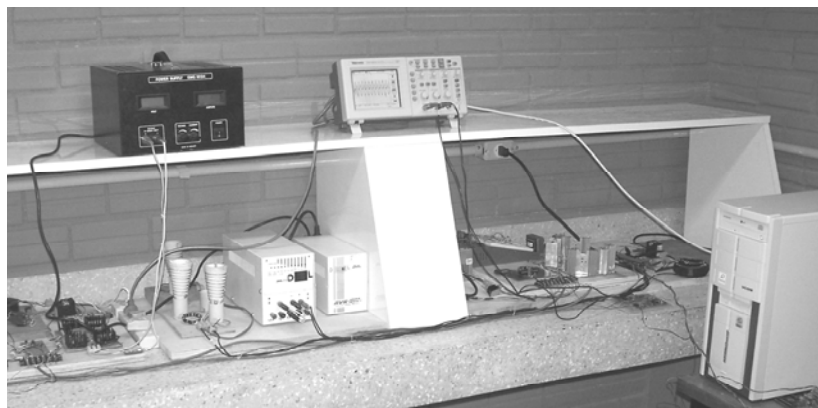


Figura 5.25 – Fotografia do protótipo experimental desenvolvido no laboratório (CEEMA – UFSM)

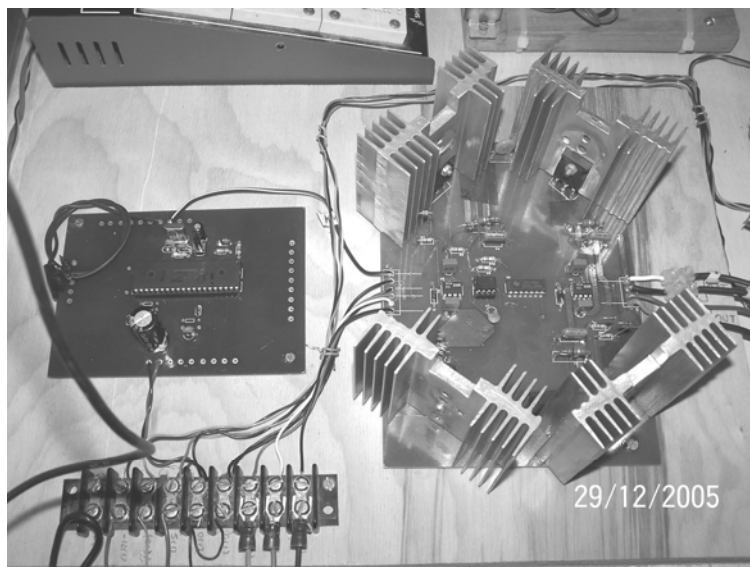


Figura 5.26 – Fotografia do conversor de potência CC-CA e microcontrolador



Figura 5.27 – Fotografia dos circuitos de leitura de tensão e corrente



Figura 5.28 – Tela da interface gráfica com usuário

5.3 Resultados Experimentais Obtidos com o Protótipo de *Micro-Rede*

Conforme apresentado na seção anterior, um protótipo de *Micro-rede*, com barramento integrador operando em 400 Hz, foi desenvolvido inicialmente na Colorado School of Mines, EUA, como parte de Estágio de Doutorado, e, posteriormente, este protótipo foi reproduzido e finalizado nos laboratórios do CEEMA (Centro de Estudos em Energia e Meio Ambiente), na Universidade Federal de Santa Maria. As etapas desenvolvidas incluem o conversor de potência para a geração da tensão da *Micro-rede*, a partir de uma fonte de corrente contínua, o conversor de potência para o filtro ativo paralelo, os sistemas de leitura de tensão e corrente, o acionamento do

filtro ativo paralelo, através de um controlador de corrente por histerese, os programas para o microcontrolador PIC, que permitem a geração de uma tensão da *Micro-rede* e o acionamento PWM dos conversores, um sistema de aquisição de dados, implementação da Teoria p-q em um computador para geração da corrente de referência e o controle do filtro ativo paralelo. Os resultados que serão mostrados a seguir mostram a operação da *Micro-rede* alimentando cargas não-lineares e a atuação do filtro ativo paralelo, visando evidenciar os resultados de simulação.

Para gerar a tensão da *Micro-rede*, foi utilizado um conversor de potência CC-CA, chaveado em modo PWM, com frequência de 14,8 kHz, e alimentado a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua, que permite uma variação da tensão de forma discreta, de 48 V a 96 V. Para demonstrar a operação deste conversor de potência, mostrado na Figura 5.26, são apresentadas algumas formas de onda obtidas no laboratório referentes à operação e controle do conversor. A Figura 5.29 apresenta o sinal de modulação PWM, gerado com o microcontrolador PIC, conforme apresentado no Anexo IV.

O sinal de modulação PWM é isolado e enviado para o circuito de disparo das chaves de potência (MOSFETs) do conversor de potência em ponte completa da *Micro-rede*. Este circuito de disparo está baseado no circuito integrado IR2104, que permite um *deadtime* típico de 520 ns, evitando curto-circuito nas chaves de potência ^[60]. A utilização de um *deadtime* é importante do ponto de vista de implementação prática, pois garante a operação estável e segura do conversor de potência. Os sinais de disparo das chaves positivas e

negativas, obtidos na saída do circuito IR2104 são apresentados na Figura 5.30, que evidencia o *deadtime* na operação deste circuito.

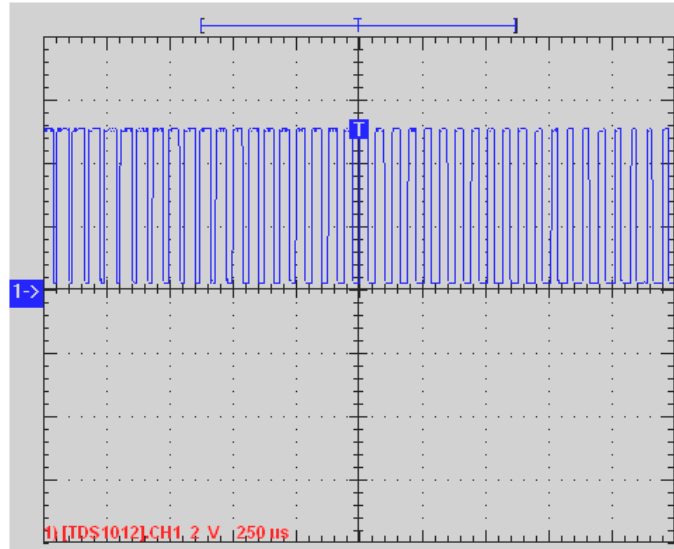


Figura 5.29 – Sinal de modulação PWM pra acionamento do conversor CC-CA da *Micro-rede*

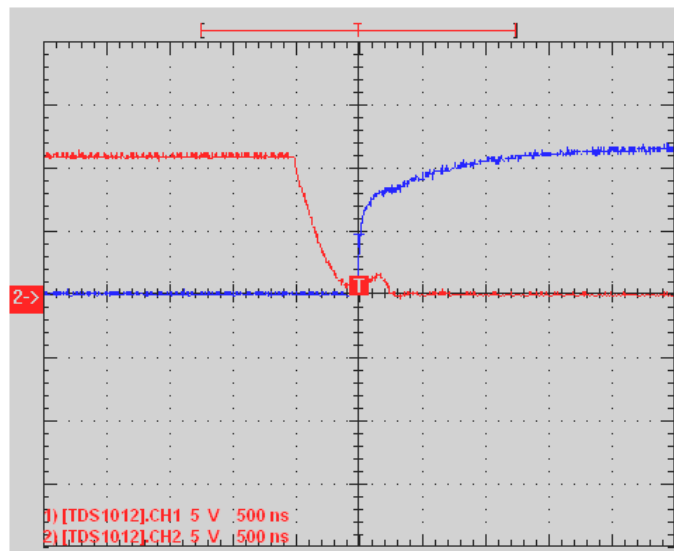


Figura 5.30 – Sinais de disparo originados no circuito integrado IR2104

Finalmente, a Figura 5.31 apresenta a forma de onda da tensão medida na saída do conversor CC-CA (antes do filtro passa-baixa). Pode-se visualizar nesta figura que esta tensão apresenta um *overshoot* reduzido, demonstrando a boa performance do conversor projetado e montado no laboratório.

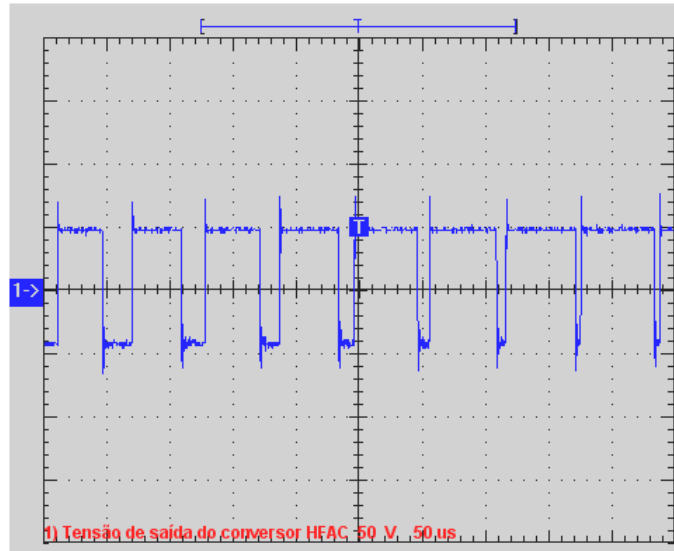


Figura 5.31 – Tensão de saída do conversor CC-CA

A Figura 5.32 apresenta a forma de onda de tensão disponível no barramento HFAC da *Micro-rede*, após filtragem da tensão de saída do conversor de potência. Os dados apresentados nesta figura foram obtidos na Colorado School of Mines, em uma fase inicial deste projeto e, por isto, possuem uma frequência de 500 Hz, inicialmente projetada para a *Micro-rede*. Na versão final do protótipo, a frequência da *Micro-rede* foi especificada em 400 Hz. O valor de pico da tensão CC utilizada foi de 60 V. Vale ressaltar que a tensão obtida para a *Micro-rede* assemelha-se muito a uma senóide pura, sendo adequada para a implementação em pequena escala (protótipo). Esta tensão foi

obtida com a *Micro-rede* alimentando uma carga não-linear, composta por um retificador de meia-onda alimentando uma carga resistiva.

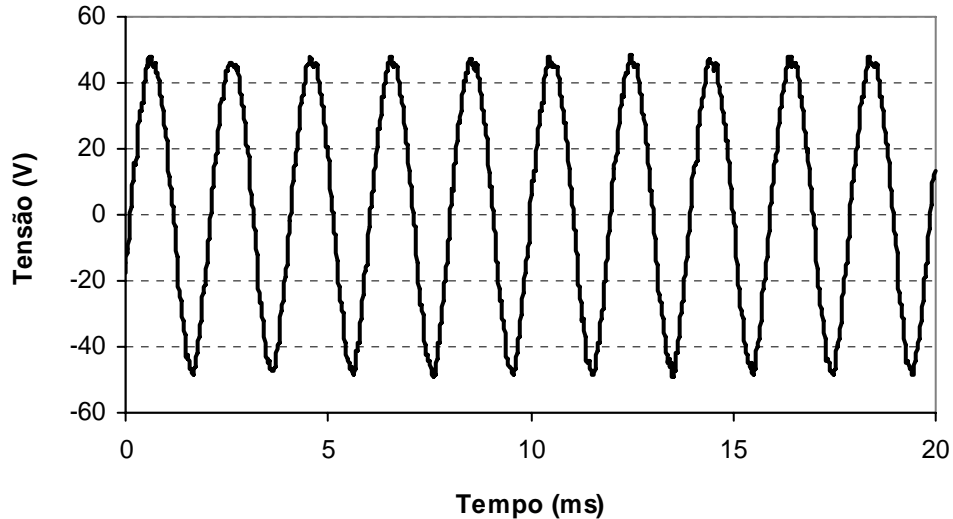


Figura 5.32 – Tensão no barramento HFAC obtida com o protótipo (500 Hz)

A partir do protótipo desenvolvido na Universidade Federal de Santa Maria, novos dados de operação da *Micro-rede* foram obtidos, os quais são apresentados nas figuras a seguir. A Figura 5.33 apresenta a tensão no barramento da *Micro-rede*, para uma tensão na fonte CC de 72 V e frequência nominal de 400 Hz. Pode-se observar que a tensão possui uma forma de onda similar a uma senóide, resultado do bom desempenho do conversor de potência CC-CA e do seu controle PWM.

Para evidenciar o bom desempenho do conversor e do controlador para geração da tensão da *Micro-rede*, mesmo na presença de cargas não-lineares, a Figura 5.34 apresenta medições de tensão e corrente, obtidas nas saídas dos respectivos circuitos de leitura, utilizando um

osciloscópio digital. A escala de corrente é de 1:1 (corrente máxima em torno de e 2 A) a escala de tensão é de 1:15 (tensão de pico em torno de 62 V). A tensão utilizada na fonte CC também foi de 72 V para esta condição.

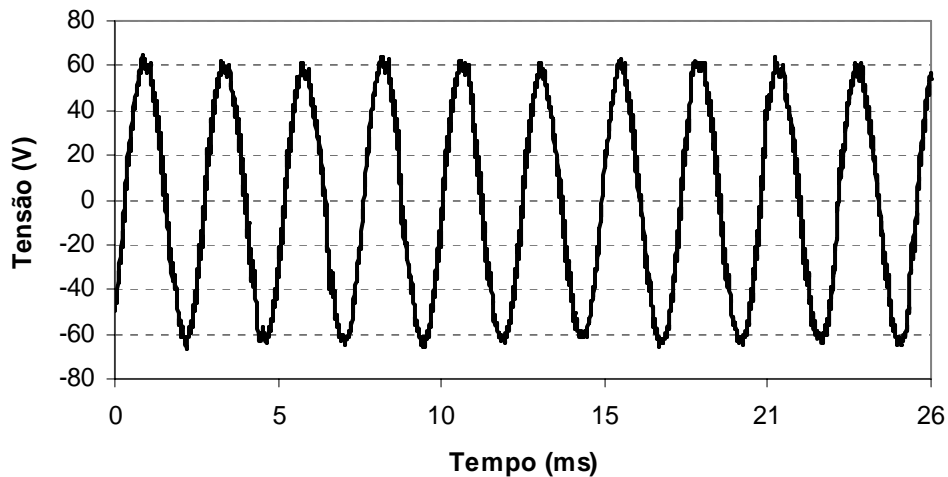


Figura 5.33 – Tensão no barramento HFAC obtida com o protótipo (400 Hz)

Para demonstrar a capacidade do conversor de potência desenvolvido em operar com diferentes frequências da tensão de saída, a Figura 5.35 apresenta a tensão do barramento para uma frequência de 85 Hz. Pode-se perceber que a forma de onda resultante mantém a forma senoidal, apesar de apresentar um maior conteúdo de *ripple*. Estes dados obtidos com frequências de 85 Hz, 400 Hz e 500 Hz, evidenciam o fato de que a *Micro-rede* pode operar em diferentes frequências, sem alterar significativamente a estrutura do protótipo.

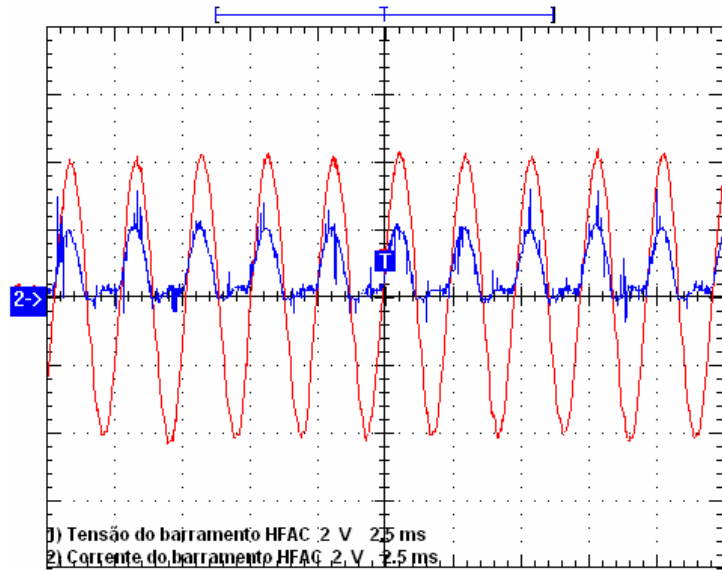


Figura 5.34 – Leitura de tensão e corrente da *Micro-rede*

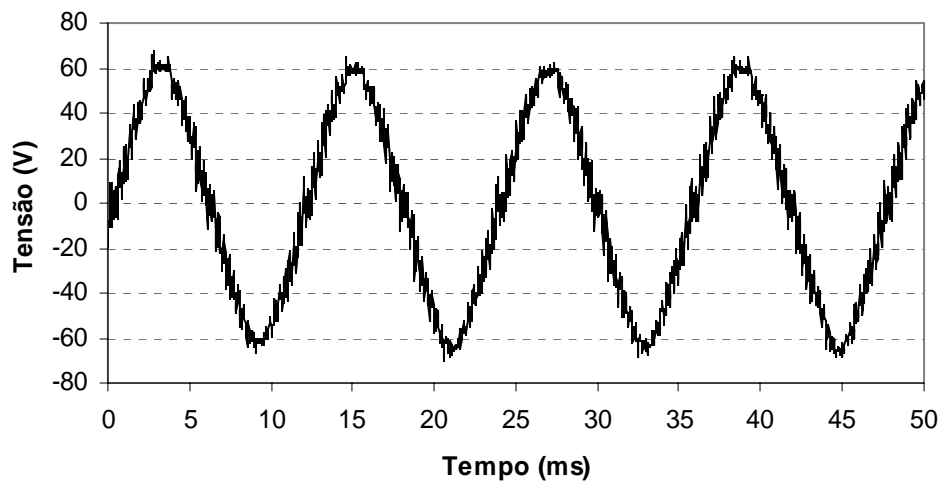


Figura 5.35 – Tensão no barramento da *Micro-rede*, para frequência de 80 Hz

O objetivo do controle do filtro ativo paralelo é permitir a reprodução de uma determinada corrente de referência, obtida a partir da Teoria p-q. Para demonstrar a operação do filtro ativo paralelo, a Figura 5.36 apresenta um teste em que o filtro ativo opera como uma fonte de corrente, utilizando um controlador de corrente por histerese.

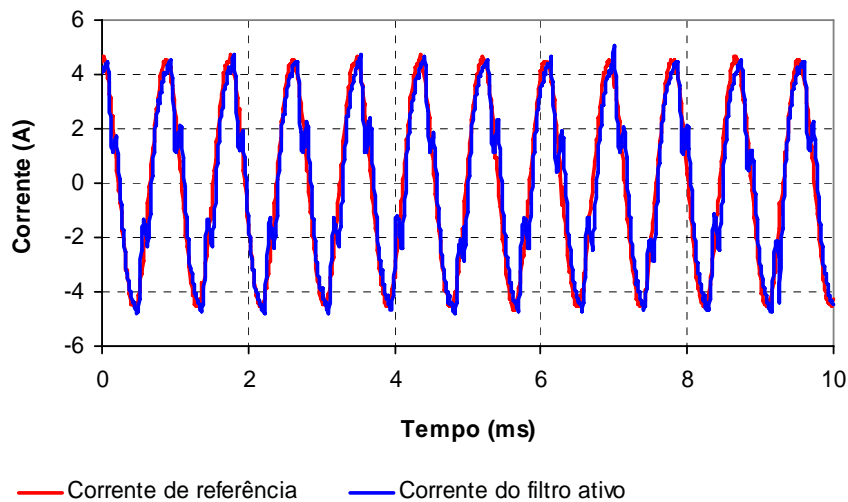


Figura 5.36 – Teste com filtro ativo paralelo

Conforme apresentado na Figura 5.36, o filtro ativo apresentou resultado satisfatório para implementação do protótipo de *Micro-rede* em laboratório. Testes adicionais foram realizados, sem a utilização do microcontrolador PIC para limitar a frequência de chaveamento. A Figura 5.37 apresenta o resultado de um teste para uma corrente de referência com frequência em torno de 400 Hz. A tensão no barramento de corrente contínua, para este teste, foi fixada em 48 V. Neste caso, o *ripple* observado na corrente é maior que no teste anterior. Para reduzir este *ripple*, pode-se reduzir a banda de histerese, aumentar a tensão no barramento de corrente contínua ou reduzir o tamanho do indutor de filtro. Em todos estes casos, há um aumento na frequência de chaveamento do conversor de potência do filtro ativo. Para melhorar a performance do controlador, foi aumentada a tensão no barramento de corrente contínua para 96 V, sendo obtido os resultados apresentados na Figura 5.38.

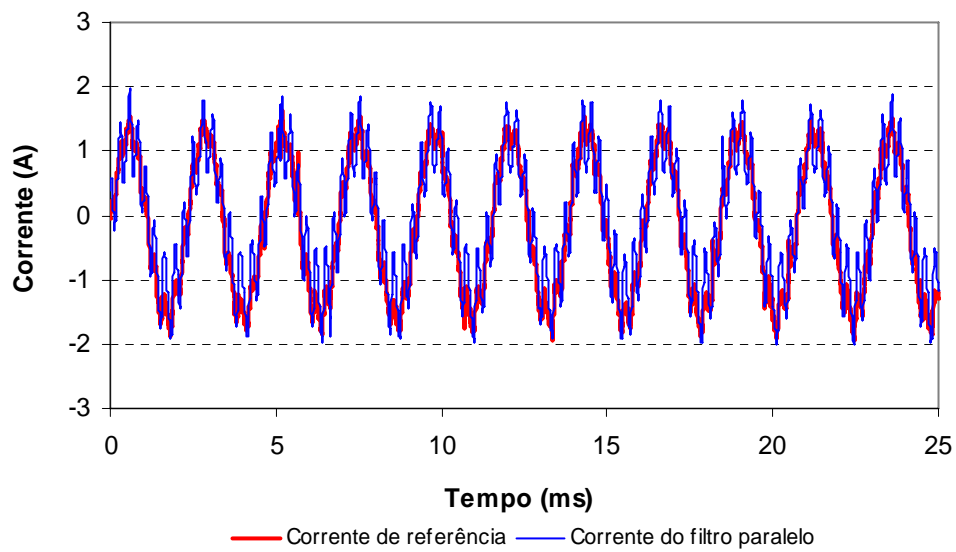


Figura 5.37 – Teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 48 V)

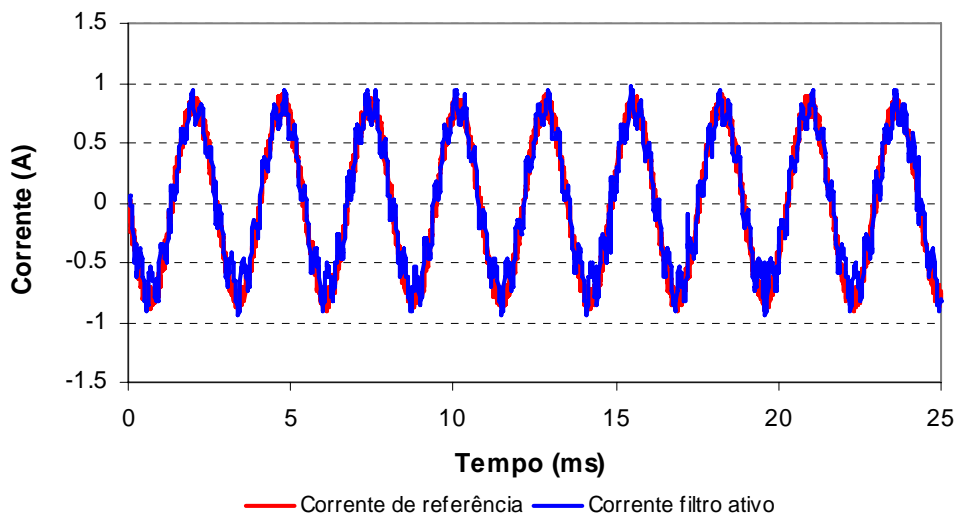


Figura 5.38 – Teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 96 V)

Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios para o protótipo. A Figura 5.39 apresenta detalhes da corrente de referência e da corrente do filtro ativo, para a condição mostrada na Figura 5.38.

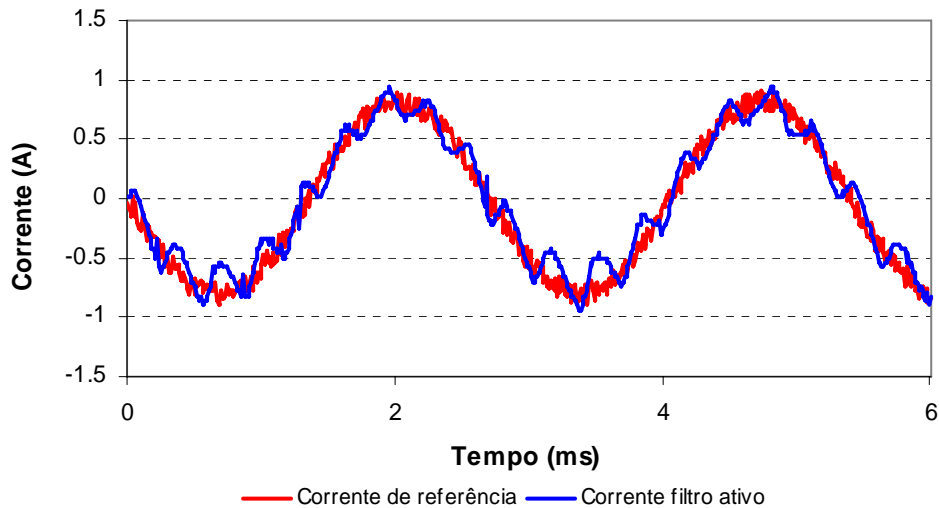


Figura 5.39 – Detalhes do teste do filtro ativo paralelo (tensão CC de 96 V)

A partir da aquisição dos dados de tensão do barramento e corrente de carga, a corrente de referência é calculada utilizando-se a Teoria p-q modificada para circuitos monofásicos. Para evidenciar esta etapa da geração da corrente de referência, a Figura 5.40 apresenta a corrente de carga, obtida com a placa de aquisição de dados, a corrente de referência calculada e a componente fundamental resultante pra uma determinada condição. Os resultados apresentados nesta figura visam demonstrar a capacidade do programa de calcular a corrente de referência para a *Micro-rede*, de forma similar aos resultados obtidos em simulações.

Para avaliar o desempenho completo do protótipo de *Micro-rede*, foram realizados alguns testes em laboratório, sendo que alguns destes resultados são apresentados a seguir. Para o primeiro teste, a *Micro-rede* alimenta uma carga não-linear, composta de um retificador em meia-onda alimentando uma carga resistiva-indutiva. A tensão no

barramento é semelhante à apresentada na Figura 5.32 e a corrente de carga é apresentada na Figura 5.41. Pode-se perceber que esta corrente possui forma de onda típica de um retificador em meia-onda, apresentando um nível CC e um elevado conteúdo harmônico, fazendo com que a fonte tenha que fornecer as componentes harmônicas. A frequência fundamental para este teste é de 500 Hz.

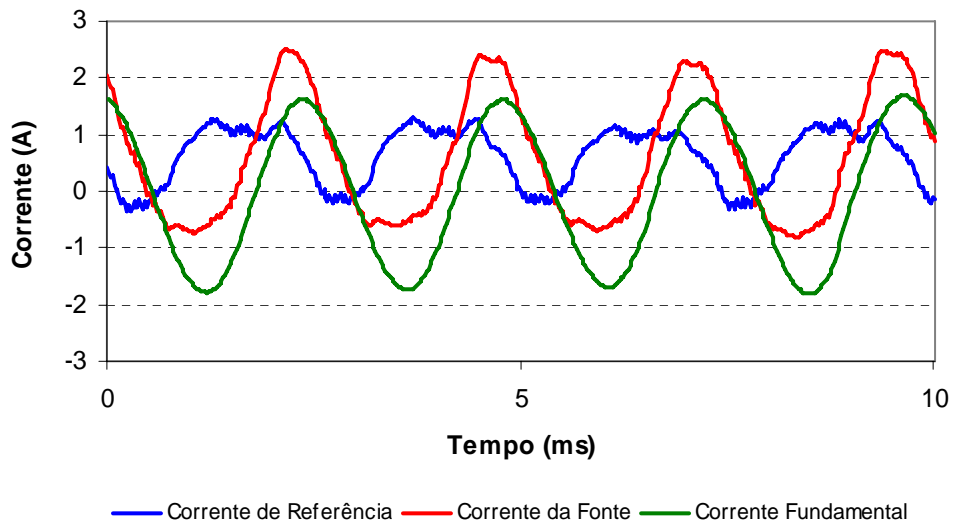


Figura 5.40 – Geração da corrente de referência a partir da Teoria p-q

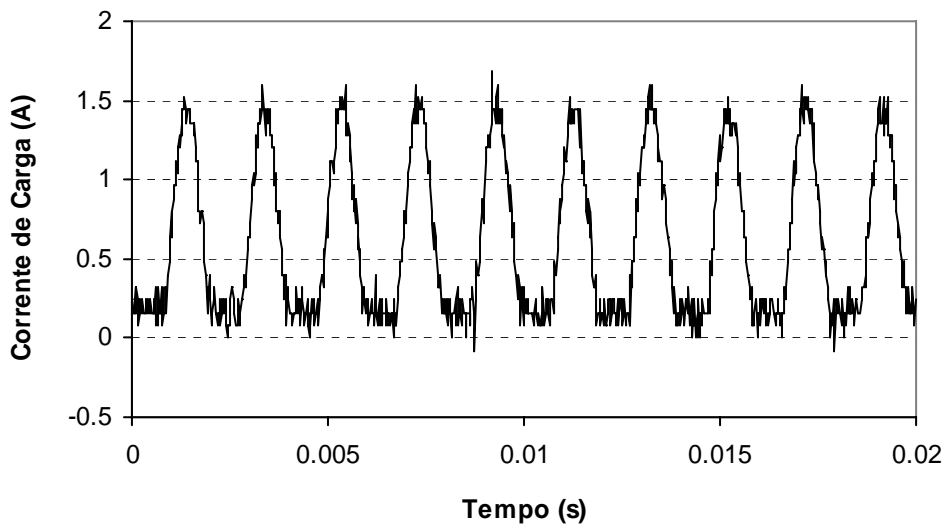


Figura 5.41 – Corrente de carga para teste prático

Para reduzir o conteúdo harmônico, o filtro ativo paralelo fornece a corrente de compensação, cuja referência é apresentada na Figura 5.42. A corrente de fonte resultante é apresentada na Figura 5.43.

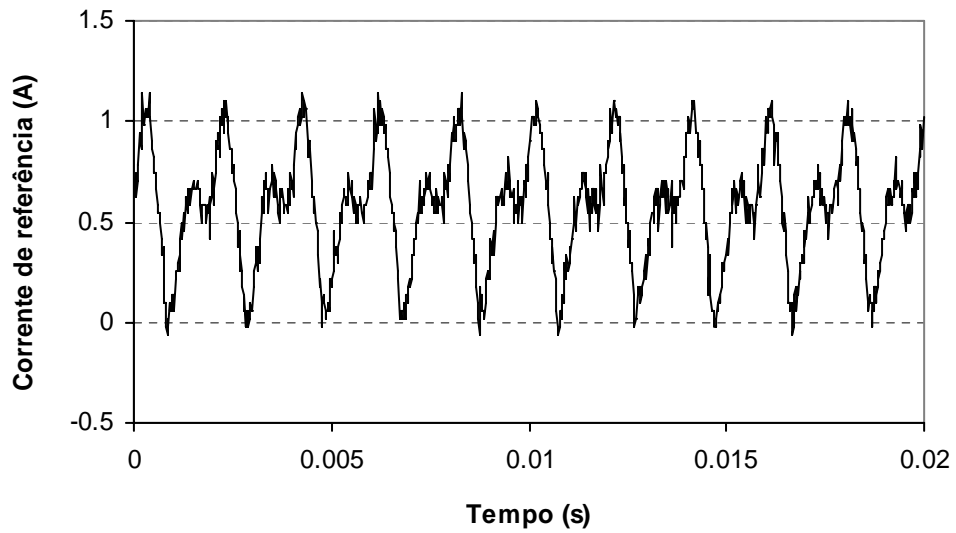


Figura 5.42 – Corrente de referência para o filtro ativo paralelo

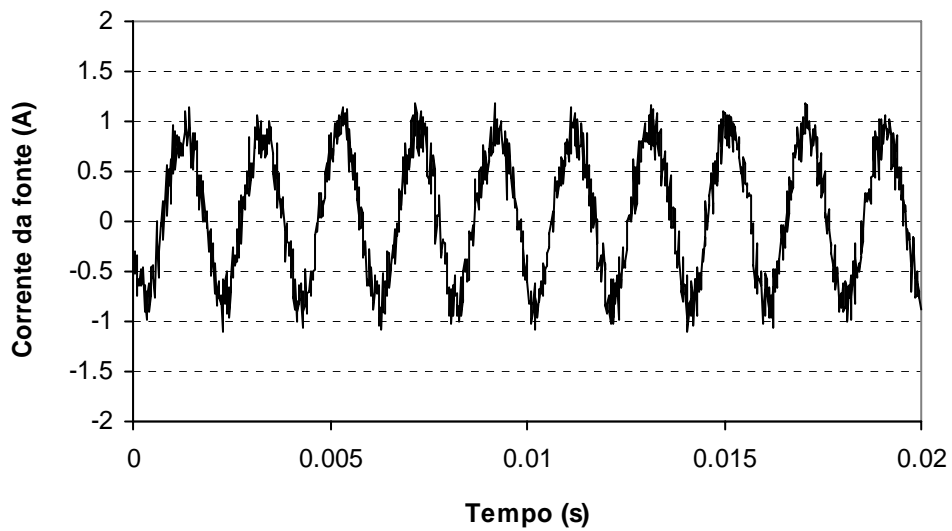


Figura 5.43 – Corrente da fonte após compensação

Conforme apresentado nas figuras anteriores, a corrente de fonte resultante apresenta uma forma de onda mais próxima de uma senóide, apesar de apresentar algumas distorções, causadas pela operação do controlador de corrente.

O teste apresentado a seguir, consiste na operação da *Micro-rede* alimentando uma associação de carga linear com carga não-linear, cujas formas de onda da tensão no barramento e corrente de carga são apresentadas na Figura 5.44. Esta carga corresponde a um retificador alimentando carga resistiva-indutiva em paralelo com carga resistiva. Os valores dos resistores são de 50Ω e do indutor de $0.25 \mu\text{H}$. Conforme apresentado nesta figura, a corrente de carga possui um nível CC e um certo conteúdo harmônico, além de estar defasada da tensão. Vale ressaltar que a forma de onda da tensão é muito próxima de uma senóide, com um THD de 3%. A corrente de carga apresenta um THD da ordem de 30%.

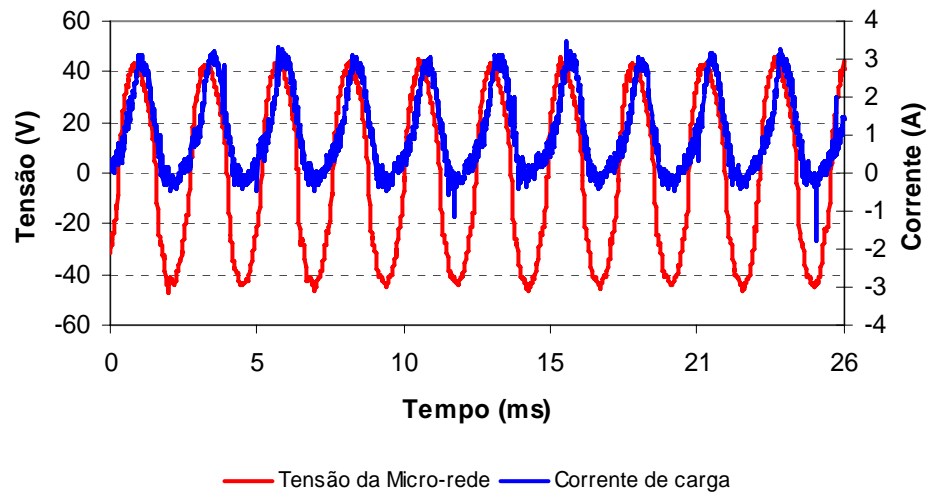


Figura 5.44 – Tensão da *Micro-rede* e corrente de carga

Após compensação pelo filtro ativo paralelo, a corrente de carga resultante é apresentada na Figura 5.45, juntamente com a forma de onda da tensão. Esta figura mostra que o nível CC foi eliminado, bem como a corrente resultou em fase com a tensão. Entretanto, a corrente apresenta, ainda, uma certa distorção harmônica, causada pelo controlador de corrente. O valor calculado para o THD ficou em cerca de 14%.

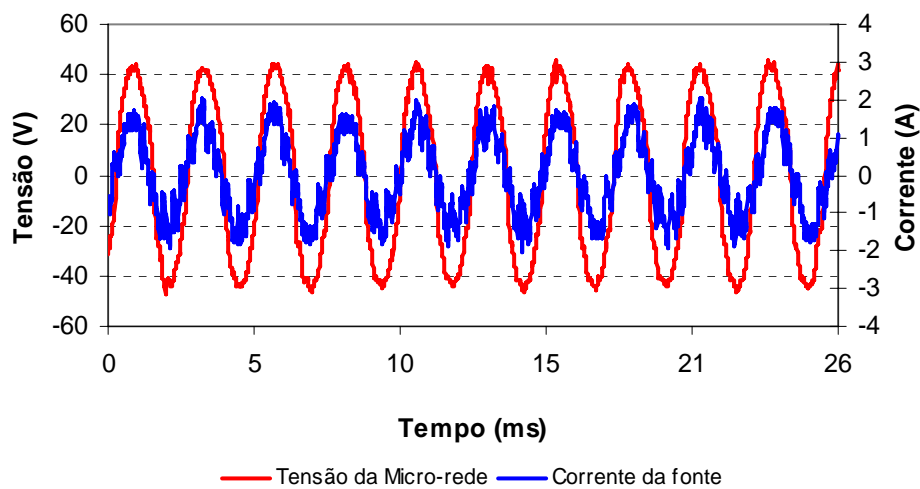


Figura 5.45 – Tensão da *Micro-rede* e corrente da fonte

As figuras a seguir apresentam outros dados relevantes, para a mesma situação apresentada nas Figuras 5.44 e 5.45. A Figura 5.46 apresenta as correntes nos eixos alfa e beta, obtidas a partir da corrente de carga: a corrente no eixo alfa é a própria corrente de carga e a corrente no eixo beta é a corrente no eixo alfa defasada de 90° .

A Figura 5.47 apresenta os sinais seno e cosseno, obtidos com o uso do PLL (neste caso foi utilizado PLL digital, no programa LabView).

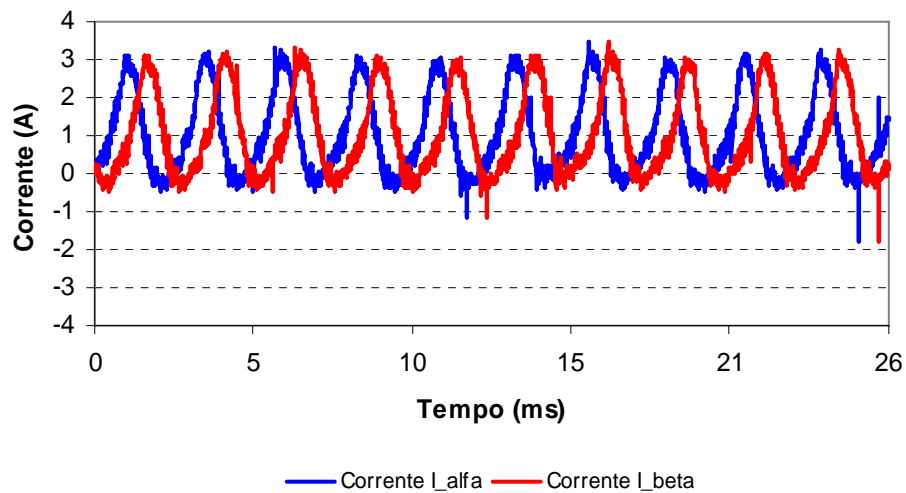


Figura 5.46 – Correntes nos eixos alfa e beta

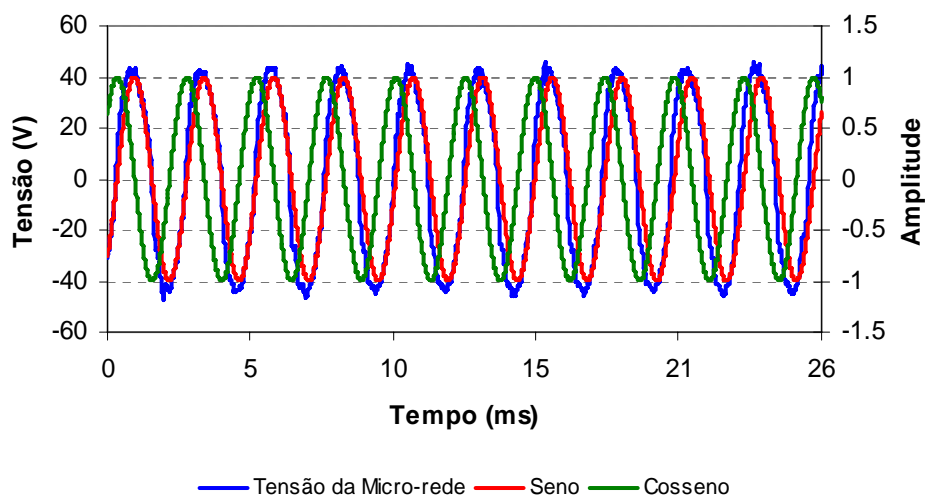


Figura 5.47 – Sinais de seno e cosseno

A Figura 5.48 apresenta os sinais de potência auxiliares real (p) e imaginária (q). O sinal de potência imaginária e o sinal de potência real oscilante são utilizados para calcular a corrente de compensação de referência, a qual é apresentada na Figura 5.50, juntamente com a corrente do filtro ativo paralelo.

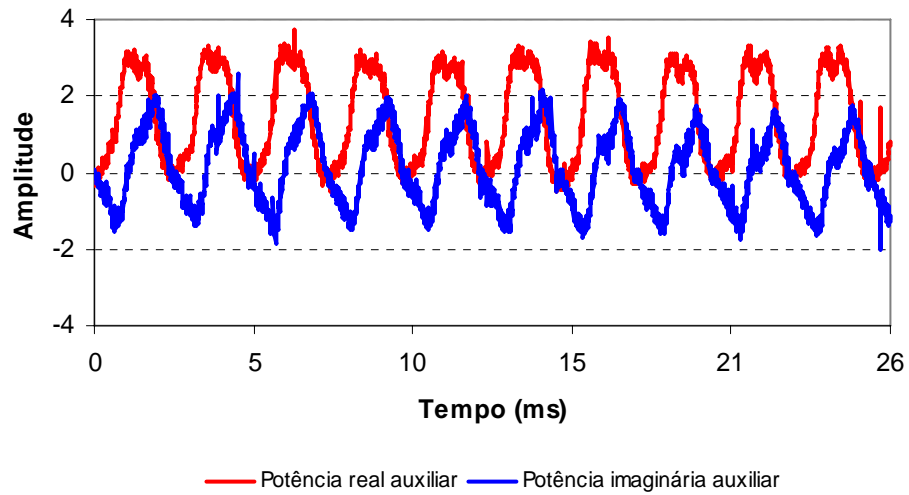


Figura 5.48 – Sinais auxiliares de potência real e imaginária

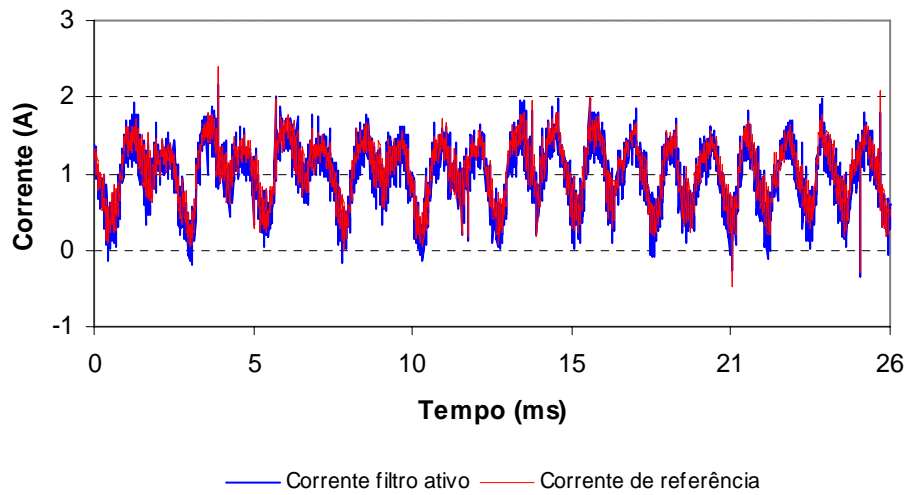


Figura 5.49 – Corrente de referência e corrente do filtro ativo paralelo

Finalmente, a Figura 5.50 apresenta a corrente da fonte resultante, e a componente fundamental da corrente de carga, obtida através da Teoria p-q. Como pode ser visto nesta figura, a corrente da fonte é semelhante à componente fundamental da corrente, exceto por uma maior distorção na sua forma de onda.

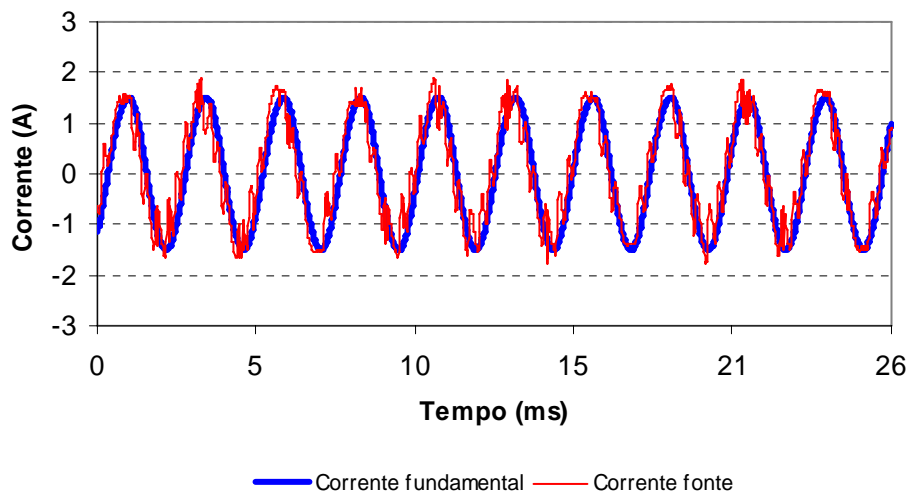


Figura 5.50 – Componente fundamental da corrente e corrente da fonte

Os resultados práticos apresentados nesta seção demonstram que é possível utilizar compensação ativa para reduzir o conteúdo harmônico em *Micro-redes* que operam com frequência elevada. Os resultados apresentados correspondem à operação da *Micro-rede* em 400 Hz e 500 Hz. Porém, as distorções ainda observadas na corrente da fonte mostram que o sistema de controle de corrente pode ser otimizado, para que a corrente resultante torne-se ainda mais próxima de uma onda senoidal. As distorções são causadas, principalmente, pelo controlador de corrente por histerese. Pesquisas futuras, originadas neste trabalho, podem endereçar este aspecto, para melhoria da performance do circuito de controle.

5.4 Sumário

Este capítulo apresentou alguns resultados obtidos com a *Micro-rede* HFAC, utilizando compensação ativa. Foram apresentados resultados de simulações da operação da *Micro-rede* com filtragem ativa independente: em série e em paralelo. Com estas simulações, pôde ser observado que os filtros ativos correspondentes podem compensar distorções presentes na tensão e na corrente, respectivamente. Estas etapas são importantes para validar o conceito de compensação ativa para altas frequências. Após, foram apresentados resultados obtidos com simulações da *Micro-rede* operando com um condicionador unificado de qualidade de potência (UPQC). Pode-se perceber que os resultados obtidos são bastante satisfatórios, tanto em termos de geração dos sinais de referência, como pelas formas de onda obtidas, que são muito semelhantes a ondas senoidais.

Finalmente, foram apresentados alguns resultados práticos, obtidos com o protótipo de *Micro-rede*, desenvolvido no laboratório de Eletrônica de Potência da Colorado School of Mines e, posteriormente, reproduzido e complementado no laboratório do Centro de Estudos em Energia e Meio Ambiente (CEEMA) da Universidade Federal de Santa Maria. Para este protótipo, foram apresentados resultados da tensão obtida para o barramento, a partir de uma fonte de corrente contínua e de um conversor CC-CA, da operação do filtro ativo paralelo seguindo uma determinada referência e da operação da *Micro-rede* com o filtro ativo paralelo incorporado. Os resultados apresentados demonstraram a capacidade de utilizar-se a

Teoria p-q em *Micro-redes* monofásicas para a determinação da corrente de compensação de referência. Esta corrente de compensação de referência foi utilizada como entrada para o controlador de corrente por histerese, desenvolvido para o controle do filtro ativo paralelo. A utilização deste filtro ativo fez com que a corrente da fonte resultante fosse mais semelhante a uma senóide, em fase com a tensão do barramento e com nível CC nulo. Entretanto, os resultados mostraram que ainda existe uma certa distorção na corrente da fonte, gerada pela operação do filtro ativo paralelo (controlador de corrente por histerese). Pesquisas futuras nesta área podem otimizar a operação deste controlador e do filtro ativo.

CONCLUSÕES

A mudança de um sistema de geração de energia elétrica centralizado, para um modelo distribuído, permite o aumento da utilização de fontes alternativas de energia, de baixa potência, localizadas próximas aos pontos de consumo. Este modelo de Geração Distribuída, por sua vez, permite a utilização de novos sistemas avançados de integração das fontes e cargas, visando otimizar a utilização dos recursos energéticos disponíveis. Dentro deste contexto, as *Micro-redes*, que são vistas como verdadeiros sistemas de potência em escala reduzida, permitem a implementação de funções avançadas, tais como melhoria da qualidade de energia, compensação de potência reativa, controle do fluxo de potência, otimização na utilização de cada fonte, previsão de disponibilidade de recursos energéticos e o conseqüente controle do despacho, previsão de demanda, fornecimento de tensão ininterrupta para cargas críticas, entre outras.

O modelo de *Micro-rede*, com barramento integrador monofásico operando em alta frequência e com capacidade de filtragem ativa integrada, descrito nesta Tese, visa incentivar a utilização de esquemas de Geração Distribuída e fontes de energia alternativa e incorpora funções avançadas de filtragem ativa, utilizadas para melhorar a qualidade de potência da *Micro-rede*.

A *Micro-rede* com barramento de alta frequência foi apresentada como um passo para a integração de fontes de energia alternativas em um sistema de Geração Distribuída. A implementação da *Micro-rede*, com a utilização de conversores de potência para as fontes consideradas, e utilizando um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência (UPQC), com controle baseado na Teoria p-q aplicada para circuitos monofásicos, pode garantir a melhor utilização da energia disponível nas fontes e uma maior qualidade da energia circulante pelo barramento integrador.

Esta Tese apresentou aspectos teóricos e práticos e resultados significativos, relacionados à adequação e aplicação da Teoria p-q a uma *Micro-rede* monofásica com um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência integrado. Inicialmente, foi apresentada a aplicação de um conversor de potência CC-CA, para gerar a tensão da *Micro-rede*, com frequência de 400 Hz, a partir de uma fonte de tensão CC, representando uma fonte de energia alternativa.

Para o controle do UPQC, após serem calculadas a corrente e tensão de referências, utilizando a Teoria p-q, estas são utilizadas pelos filtros ativos paralelo e série, respectivamente, que utilizam conversores de potência operados no modo PWM, para reproduzir as formas de onda desejadas. Os objetivos para a utilização de um dispositivo do tipo UPQC na *Micro-rede* são: (i) tornar senoidal a corrente fornecida pelas fontes, através da compensação de harmônicos de corrente; (ii) fazer com a corrente resultante esteja em fase com a tensão de alimentação, através da compensação da potência reativa; e (iii) fazer com que a tensão entregue às cargas seja senoidal.

Estes objetivos são atingidos através do controle adequado do filtro ativo paralelo e do filtro ativo série, que compõem o UPQC. Deve-se ressaltar o fato de que estes três objetivos foram estipulados e demonstrados independentemente das formas de onda de tensão e corrente, em função da metodologia de controle implementada.

Os vários resultados de simulações demonstraram que, utilizando o método descrito nesta Tese, a corrente fornecida pelas fontes se torna aproximadamente senoidal e em fase com a tensão fundamental da fonte. Além disto, também foi demonstrado que é possível compensar distorções presentes na tensão, resultando em uma tensão de carga senoidal. Este é um aspecto importante quando se considera cargas sensíveis conectadas aos sistemas que podem ser afetadas adversamente por tensões de alimentação com formas de onda distorcidas. Os resultados práticos obtidos com um protótipo de *Micro-rede* desenvolvido no laboratório, consubstanciam os resultados teóricos, demonstrando a aplicabilidade prática da topologia desenvolvida. A tensão obtida para a *Micro-rede* apresenta forma de onda praticamente senoidal, mesmo para cargas não-lineares. Adicionalmente, foi comprovada a capacidade de gerar-se tensões com diferentes frequências para a *Micro-rede*, por exemplo 400 Hz e 500 Hz. Para a compensação da corrente de carga, foi utilizado um filtro ativo paralelo, controlado através de um controlador de corrente por histerese. Para este filtro ativo, a aquisição dos dados de corrente e de tensão foi obtida com uma placa de aquisição de dados, e a implementação da Teoria p-q e determinação da corrente de referência foram implementadas em um microcomputador, utilizando o software

LabViewTM. O controle de corrente foi implementado com circuitos analógicos, para garantir a velocidade de resposta desejada. A corrente de fonte resultante apresentou forma de onda mais próxima de uma senóide, sem nível CC e em fase com a tensão. No entanto, algumas distorções ainda foram observadas, mas que não invalidam os resultados obtidos. Tais distorções podem ser minimizadas através da utilização de um processador com maior capacidade, como por exemplo um DSP.

Com os resultados teóricos e práticos obtidos, acredita-se que a *Micro-rede* proposta possa ser uma alternativa interessante para determinadas aplicações, onde se tem fontes e cargas relativamente próximas. Esta restrição deve-se ao fato do aumento na queda de tensão devido ao aumento da frequência. A fundamentação desenvolvida serve de apoio para que outros aspectos sejam estudados e explorados, visando obter-se uma plataforma flexível de Geração Distribuída, adequada para a realização de diferentes testes, com diferentes grupos de cargas, e, mesmo, com diferentes frequências no barramento integrador, incluindo corrente contínua. A próxima seção apresenta as principais contribuições identificadas para esta Tese, seguida por algumas sugestões para continuação desta linha de pesquisa.

6.1 Aspectos Inovadores desta Pesquisa

Entende-se que este projeto pode contribuir para o incremento da utilização de esquemas de Geração Distribuída, visando a utilização de fontes alternativas de energia. Como aspectos inovadores desta pesquisa, pode-se citar:

- 1) Desenvolvimento do conceito de uma *Micro-rede*, para integração de fontes alternativas, com compensação estática e barramento integrador com frequência elevada.
- 2) Aplicação da Teoria p-q para sistemas monofásicos com frequência superior a 60 Hz.
- 3) Desenvolvimento de um algoritmo baseado na Teoria p-q para determinação da corrente e tensão de referência para um UPQC utilizado em sistemas monofásicos.
- 4) Aplicação da Teoria p-q para compensação, independente ou conjunta, de distorções nas formas de onda de tensão e corrente, mesmo na presença de harmônicos não compensados em uma das formas de onda.
- 5) Utilização de um dispositivo UPQC para *Micro-redes* monofásicas.
- 6) Possibilidade de utilização do conversor do tipo matricial para injeção de energia na rede (*não explorado nesta Tese*).

6.2 Principais Contribuições

O autor acredita serem originais as seguintes contribuições:

- 1) Adaptação e simplificação da Teoria p-q para circuitos monofásicos, para controle de filtros ativos paralelo, série e integrados.
- 2) Aplicação da Teoria p-q modificada para circuitos monofásicos para compensação independente das formas de onda tensão e de corrente.
- 3) Aplicação da Teoria p-q modificada no controle de um Condicionador Unificado de Qualidade de Potência monofásico e operando com frequência elevada.
- 4) Utilização de um dispositivo do tipo UPQC em um circuito com frequência elevada.
- 5) Desenvolvimento e implementação de um conversor de potência CC-CA, para operação com frequência elevada a partir de uma fonte de CC, com potência nominal de 1 kW.
- 6) Desenvolvimento de uma plataforma de *Micro-rede* em laboratório, com frequência nominal de 400 Hz e potência nominal de 1 kW, adequado para acionamento de cargas elétricas reais, lineares e não-lineares, e para o desenvolvimento de sistemas de Geração Distribuída.

6.3 Sugestões para Continuidade do Trabalho

Devido à originalidade da idéia, este trabalho pode servir como base para estudos que venham incentivar e otimizar a utilização de fontes de energia alternativas em aplicações de Geração Distribuída:

- 1) Estudo da utilização de controladores inteligentes como o fuzzy e o neuro-fuzzy no controle de filtros ativos e de dispositivos do tipo UPQC;
- 2) Desenvolvimento dos modelos teórico e prático do conversor matricial para injeção de energia na rede a partir da *Micro-rede*;
- 3) Aplicação de técnicas de controle para compartilhamento de cargas entre diferentes fontes da *Micro-rede*, dependente das capacidades de cada fonte;
- 4) Inclusão da capacidade de controle de fluxo de potência para o UPQC, aumentando a sua versatilidade;
- 5) Utilização de fontes de energia alternativas reais, para avaliar aspectos operacionais na utilização de tais fontes em Micro-redes de alta frequência;
- 6) Utilização de um conversor matricial no Barramento de Cargas para mitigação de harmônicos.

BIBLIOGRAFIA

- [1] BORBELY, A. e KREIDER, J. F.; **Distributed Generation: The Power Paradigm for the New Millennium**; CRC Press; 2001; 416 p.
- [2] VIGNOLO, M. e ZEBALLOS, R.; **Transmission networks or distributed generation?**; Proceedings of the First International Symposium on Distributed Generation; Royal Institute of Technology, Stockholm; Sweden; 2001; pp. 63 – 67.
- [3] BREY, J. J. et al; **Integration of renewable energy sources as an optimized solution for distributed generation**; Proceedings of the 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society – IECON 02; Sevilla, Spain; November 2002; Vol. 4; pp. 3355 – 3359.
- [4] HATZIARGYRIOU, N. D. e MELIOPOULOS, A. P.; **Distributed energy sources: technical challenges**; Proceedings of the 2002 IEEE Winter Meeting; New York, NY, USA; Jan. 2002; pp. 1017 – 1022.
- [5] JÓOS, G. et al; **The potential of distributed generation to provide ancillary services**; Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting; Seattle, WA, USA; July 2000; Vol. 3; pp. 1762 – 1767.
- [6] DUGAN, R. C. et al; **Interconnecting single-phase backup generation to the utility distribution system**; Report of the Oak

- Ridge National Laboratory; Oak Ridge, TN, USA; No. ORNL/TM-2001/243; November 2001; pp. 1 – 6.
- [7] LASSETER, R. H.; **MicroGrids**; Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting; New York, NY, USA; Jan. 2002; Vol. 1; pp. 305 – 308.
- [8] SMALLWOOD, C. L.; **Distributed generation in autonomous and non-autonomous micro grids**; Proceedings of the IEEE 46th Annual Electric Power Conference; Colorado Springs, CO, USA; May 2002; pp. D1-1 – D1-6.
- [9] VENKATARAMANAN, G. e ILLINDALA, M.; **Microgrids and sensitive loads**; Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, New York, NY, USA; Jan. 2002; Vol. 1; pp. 315 – 322.
- [10] BLAABJERG, F.; CHEN, Z. e KJAER, S.B.; **Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems**; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol. 19; Issue 5; Sept. 2004; pp. 1177 – 1183.
- [11] PAPATHANASSIOU, S. et al.; **Operation of a prototype microgrid system based on micro-sources equipped with fast-acting power electronics interfaces**; Proceedings of the 31st Power Electronics Specialist Conference – PESC'04; Aachen, Germany; June 2004; pp. 2521 – 2526.
- [12] ISE, T.; **Functions and configurations of quality control center on FRIENDS**; Proceedings of the 2002 IEEE Transmission and Distribution Conference and Exhibition; Asia Pacific; Oct. 2002; Vol. 1; pp. 590 – 595.

- [13] MAREI, M. I.; EL-SAADANY, E. F. e SALAMA, M. M. A.; **Flexible distributed generation (FDG)**; Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting; Chicago, IL, USA, July; 2002; Vol. 1; pp. 49 – 53.
- [14] TAKESHITA, T.; MASUDA, T. e MATSUI, N.; **Current waveform control of distributed generation system for harmonic voltage suppression**; Proceedings of the 32nd IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 2001; Vancouver, BC, Canada; June 2001; Vol. 2; pp. 516 – 521.
- [15] XING, K. et al; **An active bus conditioner for a distributed power system**; Proceedings of the 30th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference - PESC 1999; Charleston, SC, USA; June 1999; Vol. 2; pp. 895 – 900.
- [16] OZPINECI, B. et al; **Integrating multiple solid oxide fuel cell modules**; Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'2003; Nov. 2003; Roanoke, Virginia, USA; pp. 1568 - 1573.
- [17] BOSE, B. K.; KIN, M. H. e KANKAM, M. D.; **High frequency AC vs. DC distribution system for next generation hybrid electric vehicle**; Proceedings of the 22nd IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation – IECON'1996; Taipei, Taiwan; Aug. 1996; Vol. 2; pp. 706 – 712.
- [18] MIHALACHE, L.; **DSP control of 400 Hz inverters for aircraft applications**; Proceedings of the 37th IEEE Industry

- Applications Society Annual Meeting; Pittsburgh, PA, USA; Oct. 2002; Vol. 3; pp. 1564 – 1571.
- [19] BASILE, G. L.; BUSO, S.; FASOLO, S.; TENTI, P. e TOMASIN, P.; **A 400 Hz, 100 kVA, digitally controlled UPS for airport installations**; Proceedings of the 35th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting; Rome, Italy; Oct. 2000; pp. 2261 – 2268.
- [20] TAKAHASHI, I. e SU, G. J. MIHALACHE, L.; **A 500 Hz power system – applications**; Proceedings of the 34th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting; San Diego, CA, USA; Oct. 1989; Vol. 1; pp. 996 – 1002.
- [21] TAKAHASHI, I. e SU, G. J. MIHALACHE, L.; **A 500 Hz power system – power converter and transmission lines**; Proceedings of the 34th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting; San Diego, CA, USA; Oct. 1989; Vol. 1; pp. 988 – 995.
- [22] LUDWIG, G. W. et al; **100 kHz distributed power system for aircraft engine modular control**; Proceedings of the 24th IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'93; Seattle, WA, USA; June 1993; pp. 811 – 817.
- [23] ESPELAGE, P. M. e BOSE, B. K.; **High-frequency link power conversion**; IEEE Transactions on Industry Applications; Vol. IA-13; No. 5; Sept./Oct. 1977; pp. 387 – 393.
- [24] JAIN, P. e PINHEIRO, H.; **Hybrid high frequency AC power distribution architecture for telecommunication systems**;

- IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems; Vol. 35; No. 1; Jan. 1999; pp. 138 – 147.
- [25] MATSUI, M. e AKIYAMA, T.; **Basic study on a parallel resonant link converter for a high frequency link system**; Proceedings of the IEEE Power Conversion Conference – PCC – Nagaoka 1997; Nagaoka, Japan; Aug. 1997; Vol. 1; pp. 305 – 310.
- [26] MATSUI, M. et al; **New space vector modulation scheme based high-frequency link soft-switching converter for AC system line**; Proceedings of the IEEE Power Conversion Conference – PCC – Osaka 2002; Osaka, Japan; April 2002; Vol. 2; pp. 478 – 485.
- [27] MATSUI, M. e YANG Y.-X.; **Macroscopic modeling of a parallel resonant link converter and its application to closed-loop link voltage control**; Proceedings of the 32nd IEEE Industry Application Society Annual Meeting; New Orleans; LA, USA; Oct. 1997; Vol. 2; pp. 1421 – 1428.
- [28] MAZUMDAR, J. et al; **High frequency low cost DC-AC inverter design with fuel cell source for home applications**; Proceedings of the 37th IEEE Industry Application Society Annual Meeting; Pittsburgh, PA, USA; Oct. 2002; Vol. 2; pp. 789 – 794.
- [29] QIU, M. e JAIN, P.; **System performance of a high frequency AC power distribution system**; Proceedings of the 24th IEEE Annual International Telecommunications Energy Conference –

- INTELEC 2002; Montreal, Quebec, Canada; Sept.-Oct. 2002; pp. 491 – 496.
- [30] CORRÊA, J. M.; HUTTO, E. D.; FARRET, F. A. e SIMÕES, M. G.; **A fuzzy-controlled pulse density modulation strategy for a series resonant inverter with wide load range**; Proceedings of the 34th IEEE Power Electronics Specialists Conference; Acapulco, Mexico; June 2003; pp. 1650 – 1655.
- [31] ZUCKERBERGER, A.; WEISTOCK, D. e ALEXANDROVITZ, A.; **Single-phase matrix converter**; IEE Proceedings on Electric Power Applications; July 1997; Vol. 144; pp. 235 – 240.
- [32] HOSSEINI, S. H. e BABAEI, E.; **A new generalized direct matrix converter**; Proceedings of the IEEE 2001 International Symposium on Industrial Electronics – ISIE 2001; Pusan, South Korea; June 2001; Vol. 2; pp. 1071 – 1076.
- [33] WHEELER, P. W. et al; **Matrix converters: a technology review**; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 49; No. 2; April 2002; pp. 276 – 288.
- [34] CASADEI, D.; SERRA, G.; TANI, A. e ZARRI, L.; **Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state**; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 49; No. 2; April 2002; pp. 370 – 381.
- [35] BLAABJERG, F.; CASADEI, D.; KLUMPNER, C. e MATTEINI, M.; **Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input**

- voltage conditions**; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 49; No. 2; April 2002; pp. 289 – 296.
- [36] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y. e NABAE, A.; **Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits**; Proceedings of the IEEE International Power Electronics Conference – IPEC'83; Tokyo, Japan; 1983; pp. 1375 – 1386.
- [37] WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M. e AREDES, M.; **New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads**; IEEE Transactions on Power Delivery; Vol. 8; No. 2; April 1993; pp. 697 – 703.
- [38] AFONSO, J.; COUTO, C. e MARTINS, J.; **Active filters based on the p-q theory**; IEEE Industrial Electronics Society Newsletter; Vol. 47; No. 3; September; 2000; pp. 05 – 10.
- [39] AREDES, M.; **Active Power Line Conditioner**; Ph.D. Dissertation; Technical University of Berlin; Berlin, Germany; 1996.
- [40] LEDWISH, G. e GHOSH, A.; **A flexible DSTATCOM operating in voltage or current control mode**; IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution; Vol. 149; No. 2; March 2002; pp. 215 – 224.
- [41] RUDNICK, H.; DIXON, J. e MORÁN, L.; **Delivering clean and pure power**; IEEE Power and Energy Magazine; Sept./Oct. 2003; pp. 32 – 40.

- [42] CZARNECKI, L. S.; **On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory**; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol. 19; No. 3; May 2004; pp. 828 – 836.
- [43] HAQUE, M. T. e ISE, T.; **Implementation of single-phase pq theory**; Proceedings of the Power Conversion Conference – PCC; Osaka; Japan; April 2002; Vol. 2; pp. 761 – 765.
- [44] LIU, J.; YANG, J. e WANG, Z.; **A new approach for single-phase harmonic current detecting and its application in a hybrid active power filter**; Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'99; Vol. 2; 1999; pp. 849 – 854.
- [45] HAQUE, M. T.; **Single-phase pq theory**; Proceedings of the 33rd IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'02; Cairns, Australia; June 2002; Vol. 4; pp. 1815 – 1820.
- [46] HADDAD, K. e JOÓS, G.; **Implementation issues for half-bridge and full-bridge active filters in single-phase applications**; Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering; May 1997; Vol. 2; pp. 544 – 547.
- [47] AMAÇ, A. E.; NASIRI, A.; ALTINAY, M. e YÖRÜKEREN, N.; **A comprehensive study on single-phase series-parallel active filters/uninterruptible power supply systems**; International Journal of Computational Intelligence; Vol. 1; No. 2; September 2003; pp. 62 – 66.
- [48] CORRÊA, J. M.; FARRET, F. A.; CHAKRABORTY, S. e SIMÕES, M. G.; **A Single Phase High Frequency AC**

- Microgrid with an Unified Power Quality Conditioner;** Proceedings of the 38th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society; Salt Lake City, Utah, USA, Oct. 2003; CD-ROM Proceedings Paper # 03_IAS26-3.
- [49] CORRÊA, J. M.; FARRET, F. A.; CHAKRABORTY, S. e SIMÕES, M. G.; **Utilization of an unified power quality conditioner in a single phase high frequency ac distribution system;** Proceedings of the 7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP); Fortaleza, Brazil; Sept. 2003; pp. 276 – 281.
- [50] GOSH, A. e LEDWICH, G.; **Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices;** Kluwer Academic Publishers; 2002; 460 p.
- [51] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. e ROBBINS, W. P.; **Power Electronics: Converters, Applications and Design;** 2nd Edition; John Wiley & Sons, Inc.; 1995; 802 p.
- [52] BOSE, B. K.; **Power Electronics and Variable Frequency Drivers – Technology and Applications;** IEEE Press; 1997; 640 p.
- [53] BOSE, B. K.; **Modern Power Electronics and AC Drivers;** Prentice Hall PTR; 2002; 711 p.
- [54] OGATA, K.; **Discrete-Time Control Systems;** 2^a Ed.; Prentice Hall; 1995; 745 p.
- [55] ERONINI, E. U.; **System Dynamics and Control;** Brooks/Cole Publishing Company; 1999; 993 p.

- [56] JOHNSON, C. D.; **Process Control Instrumentation Technology**; 6^a Ed.; Prentice Hall; 2000; 678 p.
- [57] JOHNSON, W. C.; **Transmission Lines and Networks**; MacGraw-Hill; 1950; 361 p.
- [58] GRIDLEY, J. H.; **Principles of Electrical Transmission Lines in Power and Communication**; Pergamon Press; 1967; 349 p.
- [59] FRIED, J. R.; **Polymer Science and Technology**; Prentice Hall; 1995; 509 pg.
- [60] INTERNATIONAL RECTIFIER; **IR2104(S)**; Data Sheet No. PD60046-P; 2001.
- [61] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.; **PIC18CXX2 - Data Sheet – High Performance Microcontrollers with 10-bit**; Doc. No. DS39026C; 2001.
- [62] LEM COMPONENTS; **LTS 6-NP – Current Transducer**; Data Sheet No. 000209/2.
- [63] HEWLETT PACKARD; **High CMR Isolation Amplifiers – Technical Data - HCPL-7800**; Data Sheet No. 5965-3592E.
- [64] CLAYTON, G. e WINDER, S.; **Operational Amplifiers**; Newnes; 2000; Fourth Edition; 387 p.
- [65] MAXIM INTEGRATED PRODUCTS; **MAX038 – High-Frequency Waveform Generator**; Data Sheet No. 19-0666; Rev. 4; Feb/2003.
- [66] TEXAS INSTRUMENTS; **LM 339A – Quad Differential Comparators**; Data Sheet No. SLCS006C; Oct/1979; Rev. Nov/1996.

- [67] HARRIS SEMICONDUCTORS; **CA3140 – 4.5 MHZ, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output**; Data Sheet No. 957.3; Nov/1996.
- [68] MICROCHIP TECHNOLOGY INC.; **MPLAB C18 C Compiler Libraries**; Doc. No. DS51297A; 2002.
- [69] CORRÊA, J. M., FARRET, F. A. e SIMÕES, M. G.; **Application of a modified single-phase P-Q Theory in the control of shunt and series active filters in a 400 Hz microgrid**; Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC2005; Recife, PE, Brasil; Jun. 12 – 16, 2005; pp 2585 – 2591.
- [70] KANKAM, M. D. e ELBULUK, M. E.; **A survey of power electronics applications in aerospace technologies**; Proceedings of the 36th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference; Savannah, Georgia, USA; July 29– August 2, 2001; pp. 1 – 8.
- [71] JAHNS, T. M. e MALDONADO, M. A.; **A new resonant aircraft power generating system**; IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems; Vol. 29, No. 1; Jan. 1993; pp. 206 – 214.
- [72] FRIEDMAN, N. R.; **Distributed energy resources interconnection systems: technology review and research needs**; Report of the National Renewable Energy Laboratory (NREL); NREL/SR-560-32459; Golden, CO, USA; Sept. 2002; 163 p.

- [73] CORRÊA, J. M., FARRET, F. A., SIMÕES, M. G. e POPOV, V. A.; **Sensitivity analysis of the modeling parameters used in simulation of proton exchange membrane fuel cells**; IEEE Transactions on Energy Conversion; Vol. 20, No. 1; March 2005; pp. 211 – 218.
- [74] CORRÊA, J. M., FARRET, F. A., CANHA, L. N. e SIMÕES, M. G., **An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach**; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 51, No. 5; October 2004, pp. 1103 – 1112.
- [75] CORRÊA, J. M., FARRET, F. A., GOMES, J. R. e SIMÕES, M. G., **Simulation of fuel cell stacks using a computer controlled power rectifier with the purposes of actual high power Injection Applications**; IEEE Transactions on Industry Applications; Vol. 39, No. 4; July/August 2003, pp. 1136 – 1142.
- [76] ---- **Oportunidade de participação da geração distribuída na expansão da oferta de energia elétrica**; Relatório Final; INEE – Instituto Nacional de Eficiência Energética; Abril de 2004; 29 p.
- [77] POOLE, A. D.; **Observations on the potential for cogeneration in Brazil**; Report Prepared for the Brazilian Working Group on Financing Energy Efficiency, INEE – Instituto Nacional de Eficiência Energética; Sept. 2003; 10 p.
- [78] ---- **Geração Distribuída: um negócio e um complemento à geração centralizada**; Relatório final; INEE – Instituto Nacional de Eficiência Energética; Abril 2004; 63 p.

- [79] ---- **Decreto Governamental No. 5.163**; ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica; 30 de Julho de 2004; 26 p.
- [80] MACKEN, K. J. P., **Control of inverter-based distributed generation used to provide premium power quality**; Proceedings of the 35th Annual Power Electronics Specialists Conference – PESC2004; Aachen, Germany; 2004; pp. 3188 – 3194.
- [81] KEYHANI, A., DAI, M. e JUNG, J.; **Parallel operation of power converters for applications to distributed energy systems**; Proceedings of the 2nd IASTED – The International Association of Science and Technology for Development – International Conference on Power and Energy Systems; Greece; June 25-28, 2002.
- [82] NASAR, A. A. e TRUTT, F. C.; **Electric Power Systems**; CRC Press; 1998; 320 p.
- [83] ZHOU, L. e BOGGS, S. A.; **High frequency attenuating cable for protection of low-voltage AC motors fed by PWM inverters**; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2; April 2005; pp. 548 – 553
- [84] GUSTAVSEN, B., MARTINEZ, J. A. e DURBAK, D.; **Parameter determination for modeling system transients – part II: insulated cables**; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, July 2005; pp. 2045 – 2050.
- [85] ROUND, S. D. e INGRAM, D. M. E.; **An evaluation of techniques for determining active filter compensating currents in unbalance systems**; Proceedings of the 7th European

Conference on Power Electronics and Applications – EPE'97;
Trondheim, Norway; September 1997; pp. 4767 – 4.772.

- [86] SINGH, B., AL-HADDAD, K. e CHANDRA, A.; **A review of active filters for power quality improvement**; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 46, No. 5; October 1999; pp. 960 – 971.
- [87] INGRAM, D. M. E. e ROUND, S. D.; **A novel digital hysteresis current controller for an active power filter**; Proceeding of the IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems – PEDS'97; Singapore, 1997; pp. 744 – 749.
- [88] GHOSH, A. e LEDWICH, G.; **Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices**; Kluwer Academic Publishers; United States, 2002; 460 p.

PARÂMETROS DE UMA *MICRO-REDE* MONOFÁSICA

Para avaliar a influência do efeito pelicular e do efeito de proximidade em uma linha de transmissão com frequência elevada, deve-se encontrar, inicialmente, os valores da impedância da linha em corrente contínua e, após, aplicar-se os fatores de correção em função da frequência ^{[21],[57]}. Para linhas de dois condutores cilíndricos, conforme representado na Figura I.1, serão obtidos os valores para a indutância, capacitância e resistência por unidade de comprimento, apresentados nas seções seguintes.

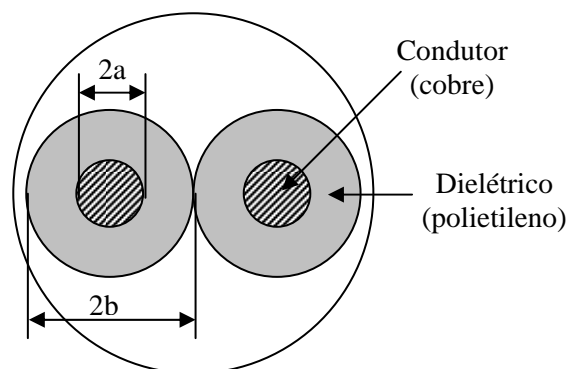


Figura I.1 – Cabo com dois condutores cilíndricos

Na análise que segue, a condutância da linha por unidade de comprimento (G), que representa fugas de corrente de um condutor para outro através da isolação, foi negligenciada para facilitar a análise e, também, por se considerar que a isolação dos condutores possui uma boa qualidade.

I.1 Indutância da Rede

Para o arranjo mostrado na Figura I.1, a indutância total da linha, por unidade de comprimento, será a soma da indutância interna dos condutores e da indutância externa.

A indutância interna, considerando os dois condutores, pode ser determinada por ^[57]:

$$L_{i0} = \frac{\mu_c}{4\pi} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.1})$$

onde: L_{i0} é a indutância interna, em baixa frequência, dos dois condutores (H/m) e μ_c é a permeabilidade magnética absoluta do condutor (H/m).

A Equação (I.1) pode ser colocada em uma forma mais conveniente multiplicando-a e dividindo-a pela permeabilidade magnética absoluta do espaço aberto, μ_0 , que é dada por:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.2})$$

Ou seja:

$$L_{i0} = \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} \right) \cdot \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) = \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} \right) \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.3})$$

onde a razão (μ_c/μ_0) é a permeabilidade relativa do material do condutor. Este valor é aproximadamente igual a 1, para materiais não-magnéticos ^[57].

Quando a frequência aumenta, a corrente será forçada para a superfície do condutor, e o fluxo interno e a indutância interna serão reduzidos. A indutância interna para qualquer frequência pode ser determinada como:

$$L_i = \left(\frac{L_i}{L_{i0}} \right) \cdot L_{i0} = \left(\frac{L_i}{L_{i0}} \right) \cdot \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} \right) \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.4})$$

onde a razão (L_i/L_{i0}) representa o fator de correção da indutância interna em função da frequência.

A razão (L_i/L_{i0}) pode ser encontrada na literatura e, normalmente, é obtida em função da razão entre o raio do condutor (a) e profundidade de penetração nominal (*nominal depth of penetration* - δ) ^[57]. A profundidade de penetração nominal (ou profundidade pelicular nominal – *nominal skin depth*) é um fator considerado para representar o efeito pelicular nos condutores carregando corrente alternada a uma determinada frequência. Conforme apresentado no

Capítulo 3, para o efeito pelicular, quando uma corrente alternada flui em um condutor, a densidade de corrente diminui no interior do condutor e aumenta na sua superfície. A profundidade de penetração nominal é definida como a distância em que a densidade de corrente diminui para $1/\epsilon$ da superfície do condutor, onde ($\epsilon = 2.718\dots$), e pode ser calculada pela relação ^[57]:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_c}} \text{ (m)} \quad (\text{I.5})$$

onde: ρ é a resistividade do condutor ($\Omega \cdot \text{m}$); f é a frequência da corrente (Hz) e μ_c é a permeabilidade magnética absoluta do condutor (H/m). Para um condutor de cobre, temos:

$$\rho = 1,7241 \cdot 10^{-8} \text{ (}\Omega \cdot \text{m)} @ 20^\circ \text{ C}$$

$$\mu_c \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}$$

Assim, para um condutor de cobre, conforme considerado para a *Micro-rede*, a Equação (I.5) reduz-se a :

$$\delta = \sqrt{\frac{1,7241 \cdot 10^{-8}}{\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} \Rightarrow \delta = \frac{0,0664}{\sqrt{f}} \text{ (m)}$$

ou

$$\delta = \frac{6,64}{\sqrt{f}} \text{ (cm)} \quad (\text{I.6})$$

Para a *Micro-rede* operando com frequência de 400 Hz, a profundidade de penetração nominal é igual a 0,332 cm.

A Figura I.2 apresenta a razão (L_i/L_{i0}) em função da razão (δ/a) , conforme apresentada em Johnson ^[57].

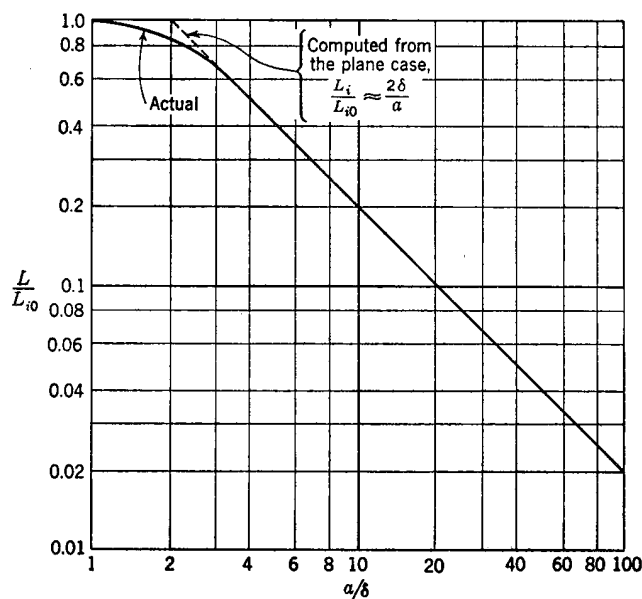


Figura I.2 – Razão da indutância interna (L_i/L_{i0}) em função da razão entre o raio do condutor e a profundidade de penetração nominal (a/δ)

Quando a profundidade de penetração é muito menor do que o raio do condutor, a indutância interna se aproxima do valor que é obtido para um plano ^[57]. Utilizando esta hipótese simplificadora, a razão entre a indutância interna para qualquer frequência e a indutância interna para baixas frequências, (L_i/L_{i0}) , é definida por:

$$\frac{L_i}{L_{i0}} \approx \frac{2\delta}{a} \quad (\text{I.7})$$

Utilizando a simplificação dada pela Equação (I.7), a indutância interna, para qualquer frequência, pode ser, então, definida como:

$$L_i = \frac{2\delta}{a} \cdot L_{i0} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.8})$$

Esta aproximação é também plotada na Figura I.2.

Substituindo o valor da indutância interna para baixas frequências, para os dois condutores, obtida pela Equação (I.3), obtém-se, para a indutância interna, em qualquer frequência:

$$L_i = \left(\frac{2\delta}{a}\right) \cdot \left(\frac{\mu_c}{\mu_0}\right) \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.9})$$

Assumindo que a relação (μ_c/μ_0) possui o valor unitário para o cobre, obtém-se:

$$L_i = \left(\frac{2\delta}{a}\right) \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.10})$$

A indutância externa, causada pelo fluxo externo aos dois condutores, pode ser obtida por ^[57]:

$$L_e = \frac{\mu_d}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{2b}{a}\right) \text{ (H/m)} \quad (\text{I.11})$$

onde μ_d é a permeabilidade absoluta do material dielétrico utilizado na fabricação dos cabos. Para materiais não-magnéticos o valor da permeabilidade absoluta aproxima-se do valor da permeabilidade do espaço livre. Ou seja ^[57]:

$$\mu_d \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)}$$

Assim, a indutância externa, considerando os dois condutores, pode ser calculada como ^[57]:

$$L_e = 4 \cdot 10^{-7} \cdot \ln\left(\frac{2b}{a}\right) \text{ (H/m)} \quad (\text{I.12})$$

A indutância total será, então, definida pelo somatório entre a indutância interna, definida pela Equação (I.10), e a indutância externa, definida pela Equação (I.12). Ou seja:

$$L = L_i + L_e \text{ (H/m)} \quad (\text{I.13})$$

ou

$$L = \left[\left(\frac{2\delta}{a} \right) + 4 \cdot \ln \left(\frac{2b}{a} \right) \right] \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (\text{I.14})$$

I.2 Resistência da Rede

A resistência da rede por unidade de comprimento, para baixas frequências, considerando dois condutores em paralelo, pode ser obtida a partir da equação ^[57]:

$$R_0 = \frac{2\rho}{\pi a^2} \text{ (\Omega/m)} \quad (\text{I.15})$$

onde: ρ é resistividade do condutor ($\Omega \cdot \text{m}$) e a é o raio do condutor (m) (ver Figura I.1).

Similar ao método utilizado para o cálculo da indutância interna, o valor da resistência para qualquer frequência pode ser obtido como:

$$R = \left(\frac{R}{R_0} \right) \cdot R_0 \text{ (\Omega/m)} \quad (\text{I.16})$$

onde a razão (R/R_0) representa o fator de correção da resistência em função da frequência. Este fator é utilizado para considerar os efeitos pelicular e de proximidade na resistência dos condutores e pode ser

encontrado em tabelas e ábacos ^[57]. A Figura I.3 apresenta esta relação (R/R_0) em função da razão (a/δ) .

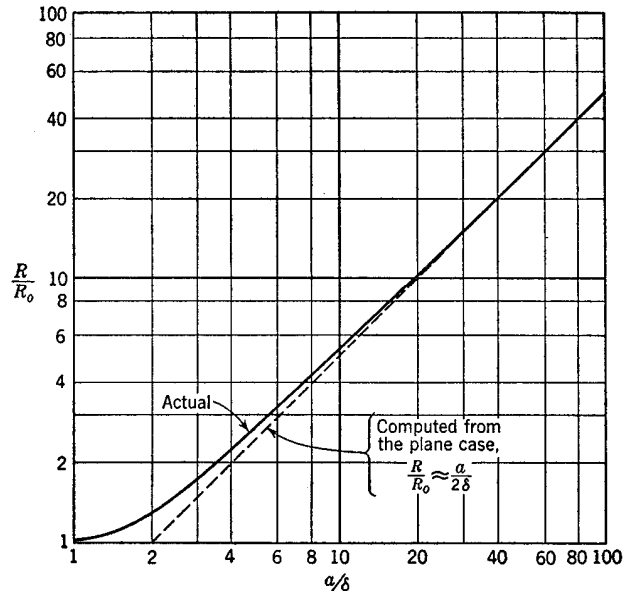


Figura I.3 – Razão da resistência de um condutor cilíndrico (R/R_0) em função da razão entre o raio do condutor e a profundidade de penetração nominal (a/δ)

Novamente de forma similar ao método para determinação da indutância interna, quando a profundidade de penetração é muito menor do que o raio do condutor, a resistência se aproxima do valor que é obtido para um plano ^[57]. Utilizando esta hipótese simplificadora, a razão entre a resistência para qualquer frequência e a resistência para baixas frequências, (R/R_0) , é definida por:

$$\frac{R}{R_0} \approx \frac{a}{2\delta} \quad (\text{I.17})$$

Utilizando a simplificação dada pela Equação (I.17), a resistência dos condutores, para qualquer frequência, pode ser, então, definida como:

$$R = \frac{a}{2\delta} \cdot R_0 \quad (\Omega/\text{m}) \quad (\text{I.18})$$

Esta aproximação é também plotada na Figura I.3.

Substituindo o valor da resistência para baixas frequências, para os dois condutores, obtida pela Equação (I.15), obtém-se, para a resistência, em qualquer frequência:

$$R = \frac{\rho}{\pi a \delta} \quad (\Omega/\text{m}) \quad (\text{I.19})$$

I.3 Capacitância da Rede

Para a capacitância da rede por unidade de comprimento, podemos escrever ^{[28],[57]}:

$$C = \frac{(\epsilon/\epsilon_0)}{36 \ln(b/a)} \cdot 10^{-9} \quad (\text{F/m}) \quad (\text{I.20})$$

onde a razão (ϵ/ϵ_0) representa a constante dielétrica relativa do meio isolante. Para polietileno sólido este valor é igual a 2,3; para polietileno celular varia normalmente entre 1,3 e 1,8 e para PVC está entre 5 e 7 ^{[21],[59]}.

I.4 Representação das Constantes Características da *Micro-rede*

A Tabela I.I sumariza as equações para o cálculo dos parâmetros de uma rede de transmissão, para qualquer frequência, considerando-se os efeitos pelicular e de proximidade, conforme obtidos nas seções anteriores.

Como exemplo de utilização das equações apresentadas na Tabela I.1, serão determinados os valores dos parâmetros da *Micro-rede* operando com frequência de 400 Hz. As características do cabo considerado para esta configuração são apresentadas na Tabela I.2.

TABELA I.1 – SUMÁRIO DOS PARÂMETROS DE UMA REDE DE TRANSMISSÃO

Indutância (H/m)	$L = \left[\left(\frac{2\delta}{a} \right) + 4 \cdot \ln \left(\frac{2b}{a} \right) \right] \cdot 10^{-7}$
Resistência (Ω/m)	$R = \frac{\rho}{\pi a \delta}$
Capacitância (F/m)	$C = \frac{(\epsilon/\epsilon_0)}{36 \ln(b/a)} \cdot 10^{-9}$

TABELA I.2 – CARACTERÍSTICAS DO CABO CONSIDERADO PARA A *MICRO-REDE*

Seção	4 mm ²
Raio do condutor	$a = 1,128$ mm
Material do condutor	Cobre
Corrente máxima	30 A
Espessura da isolação	1,0 mm
Material da isolação	Polietileno
Raio do cabo (condutor + isolação)	$b = 2,128$ mm
Classe de isolação	700 V

Utilizando os dados da Tabela I.2 e as equações apresentadas na Tabela I.1, obtém-se os parâmetros característicos para a *Micro-rede*, que são apresentados na Tabela I.3. A Figura I.4 representa um segmento de rede, válido para 1 km, em uma representação na forma de modelo T ^[57], para os valores dos parâmetros característicos apresentados na Tabela I.3.

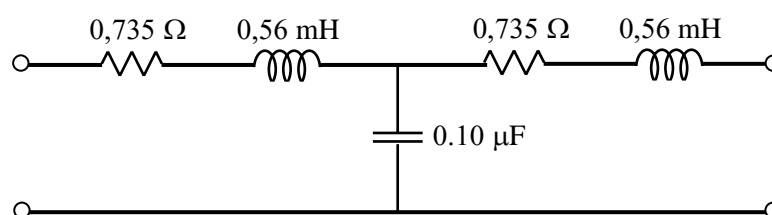


Figura I.4 – Representação de um segmento de 1 km da *Micro-rede*

TABELA I.3 – PARÂMETROS DE UMA REDE COM FREQUÊNCIA DE 400 Hz

Indutância	1,12 mH/km
Resistência	1,47 Ω /km
Capacitância	0,10 μ F/km

I.5 Comportamento de Tensão e Corrente ao Longo da *Micro-rede*

Para avaliar como a tensão e corrente se comportam ao longo da linha, podemos utilizar as equações diferenciais que governam o comportamento das ondas de tensão e corrente ao longo da rede [57],[58].

$$-\frac{\partial v}{\partial x} = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (\text{I.21})$$

e

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial v}{\partial t} \quad (\text{I.22})$$

onde: v representa a tensão instantânea em um determinado ponto da rede; i representa a corrente ao longo da rede; e x é a distância, ao longo da rede, medida a partir do ponto de alimentação.

Através de extensa dedução, que pode ser encontrada na literatura, obtém-se as expressões para a tensão e para a corrente, ao longo de uma linha de transmissão, em regime permanente senoidal, incluindo-se as perdas ^{[57],[58]}.

Para uma análise simplificada da queda de tensão na *Micro-rede*, pode-se utilizar o fato de que esta queda de tensão é devido basicamente à impedância série:

$$Z_s(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega) \text{ (}\Omega/\text{km)} \quad (\text{I.23})$$

De acordo com os parâmetros calculados para a *Micro-rede*, apresentados na Tabela I.3, obtém-se, para a impedância série:

$$Z_s = 1,47 + j2,815 \text{ (}\Omega/\text{km)}$$

Assim, a atenuação na tensão da *Micro-rede* para a condição descrita, a partir do ponto de alimentação, pode ser obtida para uma determinada corrente, resultando na curva de atenuação representada na Figura I.5, que foi determinada para uma corrente de 30 A e para uma tensão da fonte de 220 Vrms. Percebe-se que há uma efetiva redução da tensão com o aumento do comprimento da rede. Para a condição apresentada na Figura I.5, o comprimento máximo da *Micro-rede*, para uma queda de tensão máxima de 5%, é de cerca de 110 m.

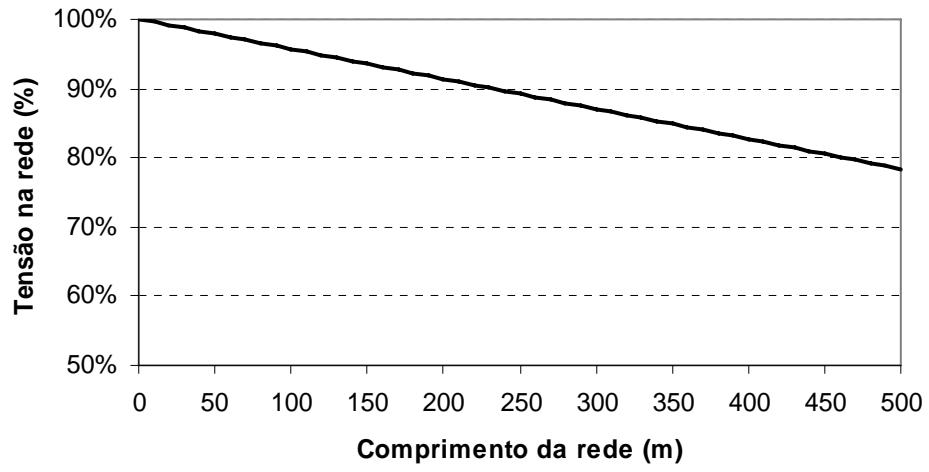


Figura I.5 – Queda de tensão ao longo da *Micro-rede* para corrente de 30 A

CONVERSORES DE POTÊNCIA CC-CA

Os conversores de potência CC-CA em ponte completa (configuração em ponte-H) são utilizados, no protótipo de *Micro-rede*, para a geração do barramento de alta frequência da *Micro-rede*, a partir de uma fonte de corrente contínua, e para o filtro ativo paralelo. Estes conversores geram, em seus terminais de saída, uma determinada tensão, de acordo com o sinais de controle para operação das chaves. Esta tensão se traduz na tensão do barramento de alta frequência HFAC (para o conversor destinado a gerar a tensão para o barramento da *Micro-rede*) ou em uma determinada corrente de compensação (para o conversor utilizado na operação do filtro ativo paralelo). O diagrama de blocos destes conversores é apresentado na Figura II.1, que mostra as várias conexões entre os circuitos, os circuitos de disparo das chaves, os conversores em Ponte-H, os circuitos de controle, utilizando microcontroladores PIC e as fontes de tensão, utilizadas pra garantir a isolação necessária para a operação segura dos circuitos.

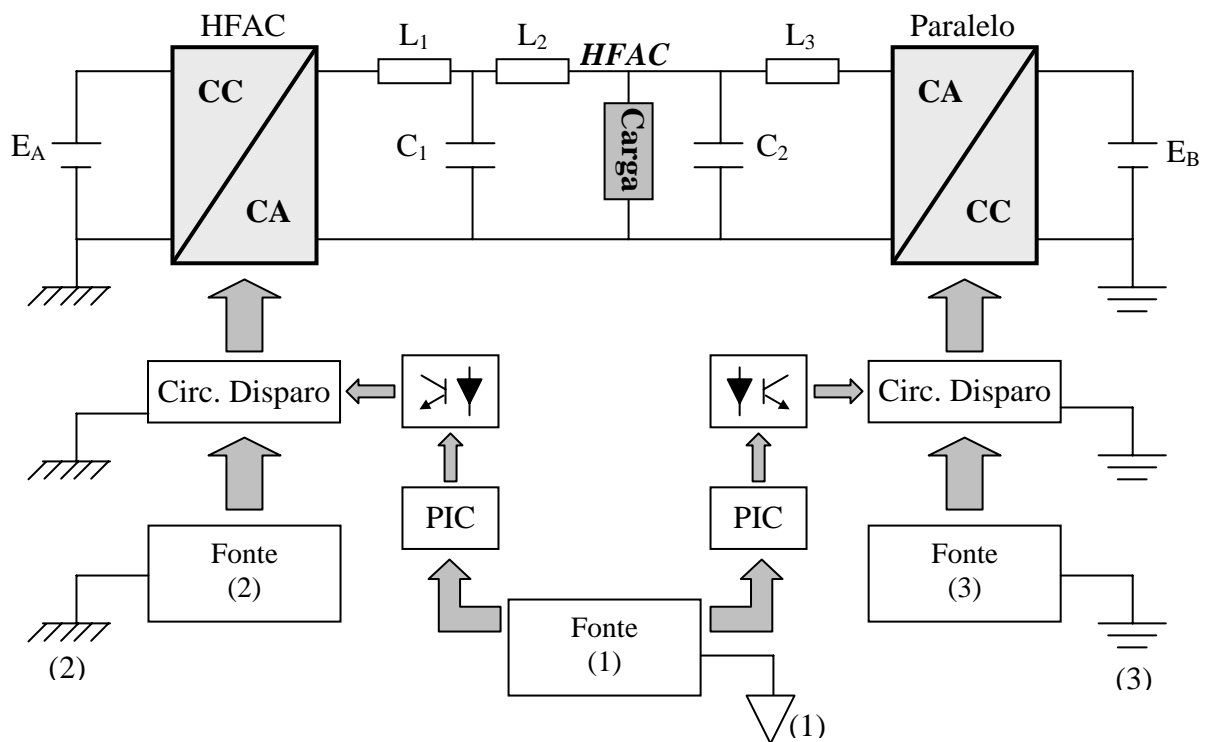


Figura II.1 – Diagrama de blocos dos circuitos dos conversores e seus controles

Os valores dos componentes passivos mostrados na Figura II.1 são:

C_1 : 1,1 μF

C_2 : 0,2 μF

L_1 : 1 mH

L_2, L_3 : 0.56 mH

II.1 Modelo do Conversor CC-CA

A Figura II.2 apresenta a representação do conversor CC-CA, para um determinado filtro de saída e carga.

Considerando a corrente no indutor e a tensão no capacitor como as variáveis de estado, as equações de estado para o conversor PWM com filtro LC são:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ind} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ind} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot i_o \quad (II.1)$$

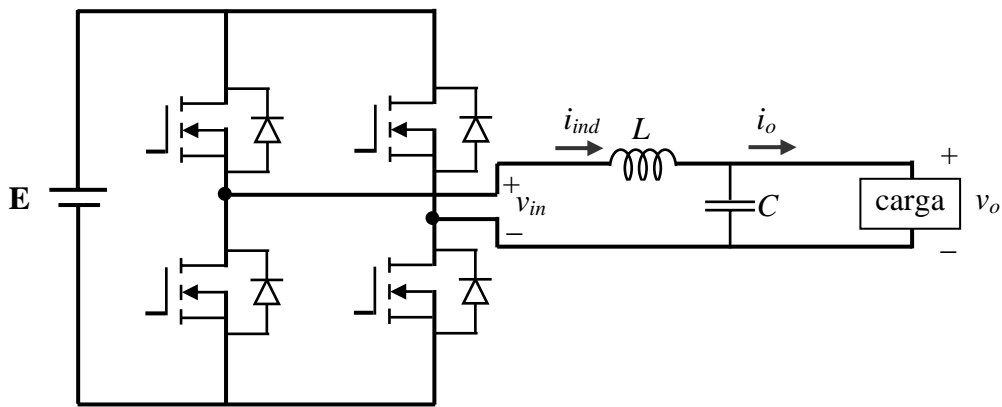


Figura II.2 – Topologia do conversor de potência CC-CA

Para o controle digital do conversor CC-CA, para um dado período de amostragem T, as equações de estado discretas são dadas por ^[55]:

$$x(k+1) = \Phi(T) \cdot x(k) + \Gamma(T) \cdot v_{in}(k) + \Delta(T) \cdot i_o(T) \quad (II.2)$$

onde:

$$\Phi(T) = \begin{bmatrix} \cos(\omega T) & -\frac{1}{\omega L} \text{sen}(\omega T) \\ \frac{1}{\omega C} \text{sen}(\omega T) & \cos(\omega T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\Gamma(T) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega L} \text{sen}(\omega T) \\ 2 \text{sen}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\Delta(T) = \begin{bmatrix} 2 \text{sen}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right) \\ -\frac{1}{\omega C} \text{sen}(\omega T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$x(T) = \begin{bmatrix} i_{ind}(k) \\ v_o(k) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

e ω é a frequência de corte do filtro de saída, medida em rad/s, e dada por:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II.7})$$

II.2 Implementação Prática dos Conversores CC-CA

A Figura II.3 apresenta uma fotografia do conversor de potência utilizado para o filtro ativo paralelo. Esta figura apresenta detalhes das conexões de entrada/saída do circuito, tanto de controle quanto de potência. Para o conversor de potência utilizado para a geração da tensão da *Micro-rede*, a única diferença são os sinais de controle, enviados pelos microcontroladores PIC. A potência dos conversores desenvolvidos no laboratório é de 1 kW, adequada para os testes planejados.

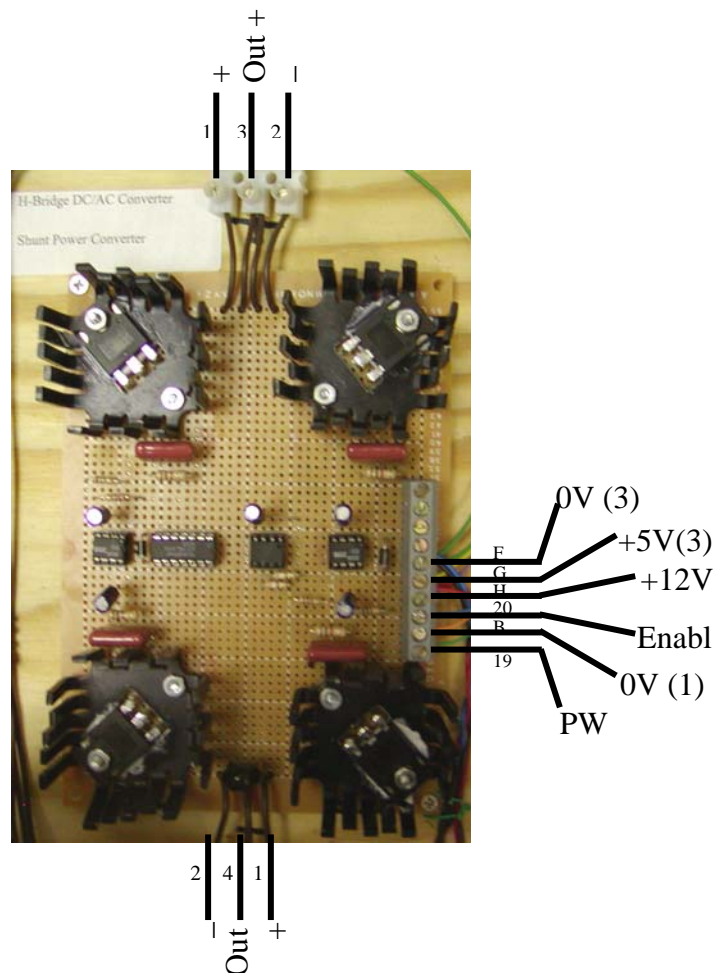


Figura II.3 – Fotografia do conversor CC-CA utilizado para o filtro ativo paralelo

O circuito dos conversores CC-CA é dividido em dois estágios: estágio de controle das chaves e estágio de potência, apresentados nas Figuras II.4 e II.5, respectivamente, localizadas ao final deste Anexo. No estágio de controle das chaves, os sinais de entrada são o sinal de controle PWM e o sinal de Habilitação (*Enable*) para o conversor, como pode ser visto na Figura II.4. Ambos sinais são enviados pelo respectivo controlador PIC de cada conversor. Estes sinais são, então, isolados opticamente, utilizando o acoplador óptico duplo HCPL2630. Este circuito integrado possui alta velocidade e opera com sinais digitais, de nível TTL. Na sua saída, os sinais são invertidos, obtendo-se PWM\ e Enable\.

Estes sinais são, então, enviados para o circuito de gatilhos das chaves da ponte, baseados no integrado IR2104. Este circuito possui duas entradas: sinal de PWM e sinal de habilitação. O sinal de habilitação, quando em nível lógico baixo, desabilita ambas as saídas do circuito integrado. A entrada de PWM irá determinar o estado das saídas superior e inferior. Quando o sinal presente no pino de entrada PWM está em nível lógico ALTO, o sinal para a chave superior estará ativo. Quando este sinal for baixo, o sinal para a chave inferior estará ativo. Com isto, a entrada PWM controla a condução da chave superior e inferior. O circuito tem, ainda, um sinal de realimentação, proveniente do ponto comum entre a chave superior e a chave inferior (ver Figura II.5). Vale ressaltar que o controlador das chaves utilizado possui um retardo inserido no seu circuito interno, evitando, assim, a condução simultânea da chave superior e inferior de cada braço da ponte.

Como o sinal de PWM que é enviado pelo controlador PIC é invertido pelo acoplador óptico, o sinal PWM, na saída deste acoplador é novamente invertido, usando um circuito inversor lógico, e enviado para o circuito de controle das chaves do braço esquerdo da ponte, conforme mostrado na Figura II.4 (sinais de controle *A* e *C*). Com isto, quando o sinal de PWM enviado pelo controlador PIC está em nível lógico ALTO, assim estará o sinal de entrada do circuito de gatilho e, em consequência, a chave positiva superior, será acionada.

A operação das chaves do outro braço da ponte (braço direito) deve ser o inverso: quando a chave superior positiva do braço do lado esquerdo da ponte estiver acionada, assim o deverá a chave negativa inferior do braço do lado direito da ponte. Com referência à Figura II.4, os sinais de controle *A* e *F* possuem o mesmo nível lógico, assim como os sinais *C* e *D*. Levando em conta esta condição, o sinal que é enviado para a entrada PWM do circuito de disparo para o controle das chaves do braço direito da ponte deve ser o oposto do sinal enviado para o controlador das chaves do braço esquerdo da ponte. Com isto, o sinal PWM, na saída do isolador óptico é diretamente enviado para a entrada de PWM do controlador das chaves do braço esquerdo, garantindo, assim, a operação complementar dos dois braços do conversor (sinais de controle *D* e *F*).

Para o circuito de potência, apresentado na Figura II.5, foi utilizada uma fonte de tensão (*E*), em série com um diodo para alta corrente, para evitar re-circulação de corrente na fonte. Este circuito está em paralelo com um capacitor de elevada capacitância, para manter a tensão aproximadamente constante. Esta associação, protegida por um

fusível, é a entrada para o conversor de potência propriamente dito, composto por chaves do tipo MOSFETs. Cada MOSFET possui um diodo rápido em anti-paralelo, internamente à chave. Um circuito de *snubber* foi adicionado, para reduzir estresses por altos valores de di/dt e dv/dt . A saída do conversor é enviada para um filtro passa-baixa e após, enviada ao restante do circuito.

No caso do conversor para a geração da tensão da *Micro-rede*, o circuito restante é representado pela carga e pelo filtro ativo paralelo, como mostrado no diagrama de blocos da Figura II.1. Neste caso, um indutor adicional foi incluído. Para o conversor do filtro paralelo, o circuito de saída é conectado em paralelo com a carga principal (ver Figura II.1).

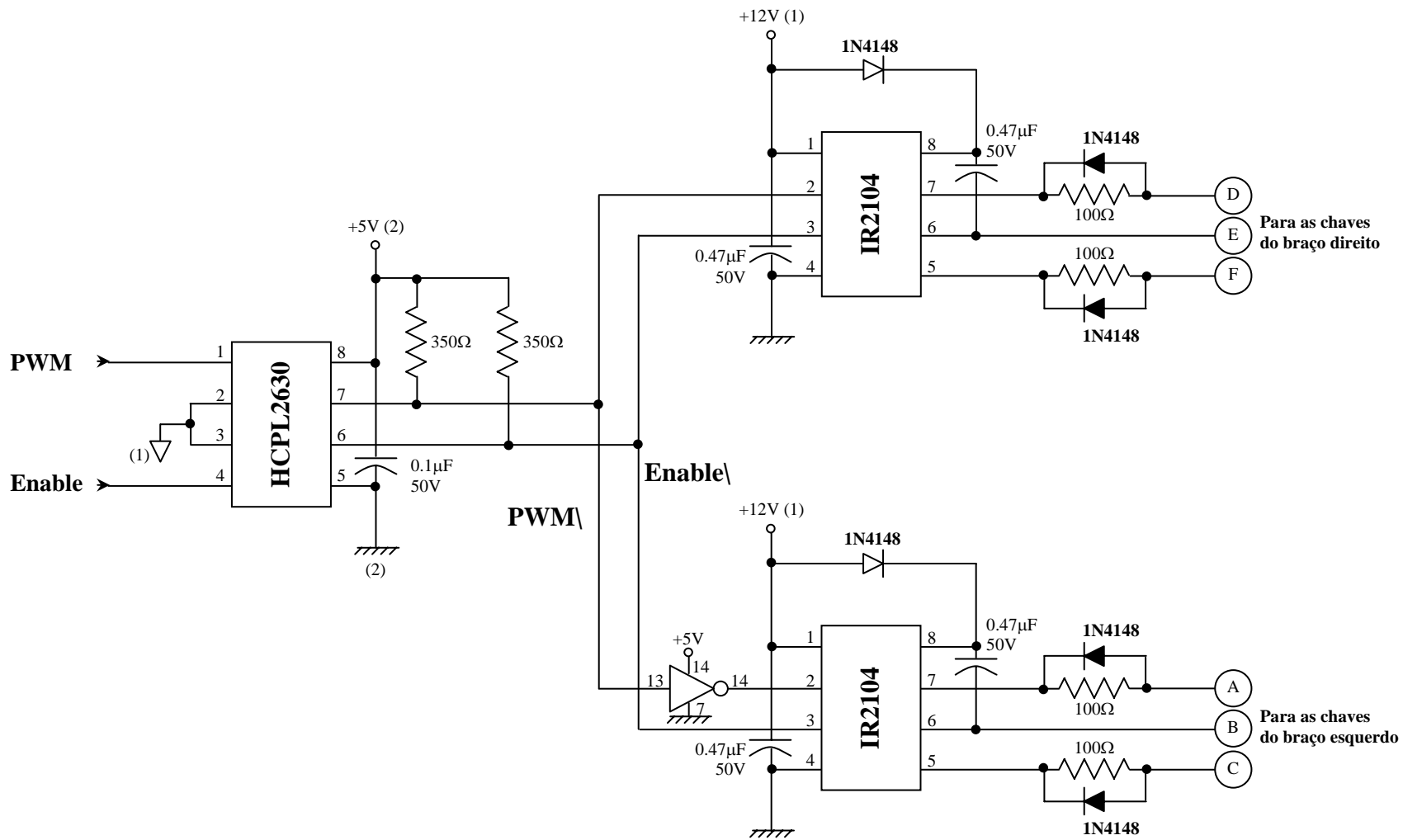


Figura II.4 – Circuito de gatilho das chaves do conversor CC-CA em Ponte-H

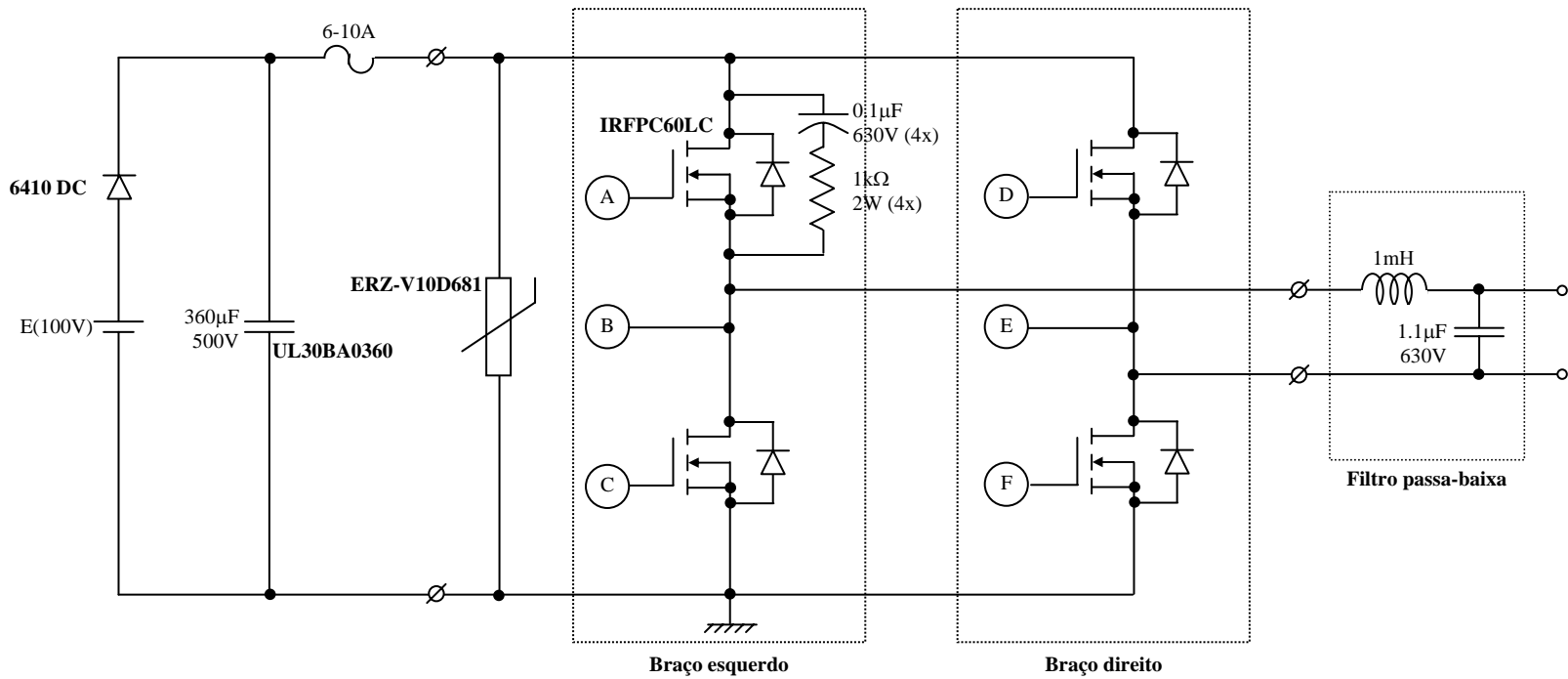


Figura II.5 – Circuito de potência do conversor CC-CA em Ponte-H

CIRCUITOS DO MICROCONTROLADOR PIC

O microcontrolador PIC foi utilizado para o controle do filtro ativo paralelo e para o controle do conversor que gera a tensão da *Micro-rede* (ver Anexo II). Em ambos os circuitos, o sinal de saída PWM1 do microcontrolador é utilizado para gerar os sinais que irão acionar as respectivas chaves dos conversores de potência CC-CA.

Para o filtro ativo paralelo, o microcontrolador PIC recebe um sinal em uma entrada digital que é a referência para o sinal de PWM. Utilizando este sinal, o programa determina se a saída PWM será máxima (100%) ou mínima (0%). Para maiores esclarecimentos, ver o anexo sobre o controlador por histerese.

Para o conversor utilizado para criar a tensão no barramento da *Micro-rede*, o programa implementado no PIC utiliza uma tabela de *duty cycles*, que é utilizada pelo canal PWM1 do controlador. Esta tabela foi implementada baseada no valor de uma função *seno*, levando-se em conta a frequência de chaveamento utilizada e a frequência fundamental desejada para a tensão da *Micro-rede*. Para maiores detalhes, ver o anexo sobre a geração da tensão no barramento HFAC da *Micro-rede*.

A Figura III.1 apresenta o diagrama de ligações do microcontrolador, válido para os dois circuitos. A única exceção é que, para o controlador do conversor do barramento da *Micro-rede* HFAC, não é utilizada a entrada PWM externa, já que a tabela de seno foi implementada internamente no controlador.

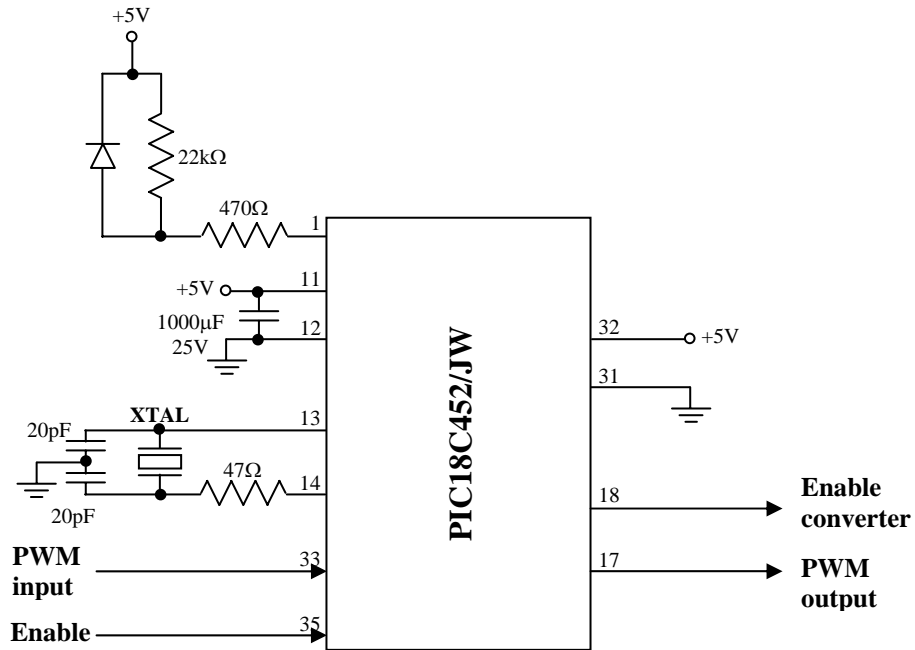


Figura III.1 – Circuito do microcontrolador PIC

A Figura III.2 apresenta uma fotografia do circuito desenvolvido para os microcontroladores. Detalhes das conexões de entrada/saída também podem ser observadas nesta figura.

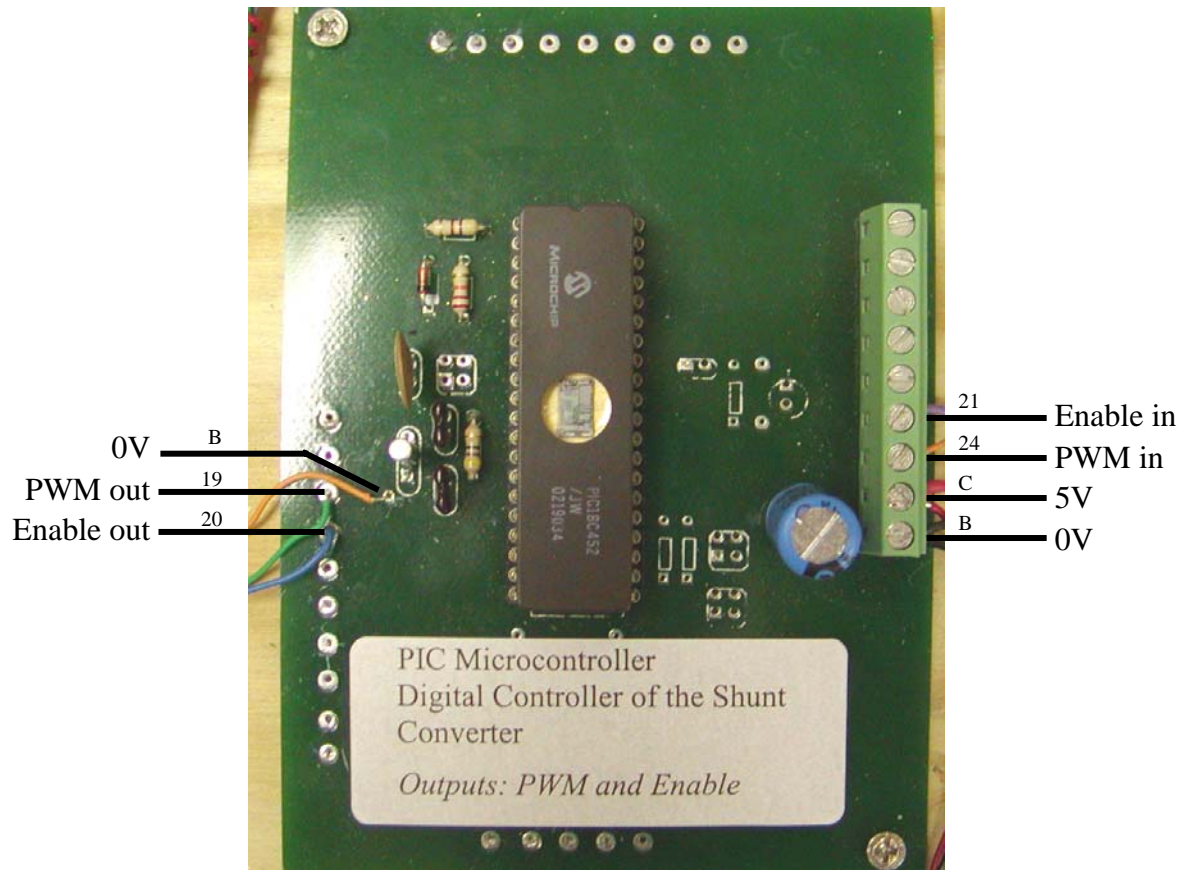


Figura III.2 – Fotografia da placa desenvolvida para o microcontrolador PIC – filtro ativo paralelo

GERAÇÃO DA TENSÃO PARA A OPERAÇÃO DA *MICRO-REDE*

Para a operação da *Micro-rede*, é necessário gerar-se uma tensão senoidal, com a frequência fundamental igual à da *Micro-rede*, a partir de uma determinada fonte de energia alternativa. Para o desenvolvimento e implementação do protótipo no laboratório, foi considerada uma fonte de energia com geração em CC, representada por uma fonte de tensão CC. Para a geração da tensão do barramento, a partir desta fonte de tensão, foi utilizado um conversor CC-CA (detalhado no Anexo II), com controle PWM digital, em malha aberta, implementado com um microcontrolador PIC18F452.

Este Anexo apresenta o programa implementado no microcontrolador, para se obter nos terminais da *Micro-rede* uma tensão senoidal com frequência definida. O programa de controle do conversor foi implementado em linguagem C. Assim, para compilar o programa, foi utilizado o compilador MPLAB C18 C Compiler, da Microchip.

IV.1 Configuração do Canal PWM

Para implementar um chaveamento PWM utilizando o microcontrolador PIC, deve-se inicialmente configurar o seu modo operação PWM ^{[61],[68]}. Para isto, utilizando o compilador MPLAB C18, deve ser utilizada a função `OpenPWMx(period)`. Esta função recebe o argumento *period*, cujo valor pode ser ajustado entre 0x00 e 0xFF (em hexadecimal). Este valor determina o período (e a frequência) do chaveamento PWM, através da seguinte equação:

$$T_{PWM} = (period + 1) \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot TMR2_{prescaler} \quad (IV.1)$$

onde: T_{PWM} é o período de chaveamento do canal PWM do PIC (s), T_{OSC} é o período do oscilador do microcontrolador e $TMR2_{prescaler}$ é a pré-escala do temporizador Timer2, que é utilizado pelo canal de PWM.

Para a implementação do protótipo de *Micro-rede*, a frequência de oscilação utilizada foi de 40 MHz, obtendo-se $T_{OSC} = 25$ ns. Além disto, a pré-escala do temporizador Timer2 foi definida como sendo igual a 1:16 ($TMR2_{prescaler} = 16$). Assim, o período PWM é dado por:

$$T_{PWM} = (period + 1) \cdot 1.6 \cdot 10^{-6} \text{ (s)} \quad (IV.2)$$

Para uma operação de um conversor no modo PWM, deve-se selecionar a razão de frequências, m_f , como sendo um número ímpar,

por que deste modo elimina-se as harmônicas de ordem par, sendo a razão m_f dada por ^[51]:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (\text{IV.3})$$

onde m_f é a razão entre a frequência de chaveamento, f_s , e a frequência fundamental do sinal PWM, f_1 (400 Hz). Selecionando-se o valor de m_f igual a 37, obtém-se a frequência de chaveamento do conversor como sendo igual a 14.8 kHz.

Assim, o período de operação do canal PWM será dado por:

$$T_{PWM} = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{14800} = 67.57 \text{ (}\mu\text{s)} \quad (\text{IV.4})$$

Igualando as Equações (IV.2) e (IV.4), obtém-se, para o valor de *period*:

$$(\textit{period} + 1) \cdot 1.6 \cdot 10^{-6} = 67.57 \cdot 10^{-6}$$

$$\textit{period} \cong 41.$$

Finalmente, para completar a configuração do canal PWM, deve-se definir o *duty cycle* (ciclo de trabalho) para cada período de chaveamento. O *duty cycle* do sinal PWM (em segundos) é definido por ^[61]:

$$\delta_{PWM} = duty \cdot T_{OSC} \cdot TMR2_{prescaler} \quad (IV.5)$$

onde:

δ_{PWM} : *duty cycle* do sinal PWM, em segundos; e

duty: argumento utilizando para definir o valor do *duty cycle* do canal PWM, durante a programação do microcontrolador.

O valor do *duty cycle*, em percentual, é calculado pela relação:

$$\delta_{PWM}(\%) = \frac{\delta_{PWM}}{T_{PWM}} \cdot 100\% \quad (IV.6)$$

A seção seguinte apresenta, em detalhes, a determinação dos valores do argumento *duty*, para se obter um sinal PWM com frequência fundamental de 400 Hz, utilizando a configuração apresentada nesta seção.

IV.2 Obtenção da Senóide Fundamental

Como o objetivo do controle PWM é obter uma tensão fundamental com frequência de 400 Hz, o valor do argumento *duty* deve ser calculado para atingir este objetivo. Conforme definido na seção anterior, o período de chaveamento do canal PWM será de 65.57 μ s. Além disso, como $m_f = 37$, teremos 37 valores de *duty cycle* para definição da função de chaveamento PWM. Após 37 períodos de

chaveamento, obteremos o sinal da tensão fundamental, com frequência de 400 Hz.

Assim, para a obtenção dos valores do argumento *duty*, podemos utilizar a seguinte função seno:

$$F = \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot k \cdot T_{PWM}) \quad (\text{IV.7})$$

onde: f_1 é a frequência da componente fundamental da tensão (400 Hz) e k é um número inteiro, correspondendo ao número de períodos de chaveamento em um ciclo da fundamental ($k = 0 \dots 36$).

A Figura IV.1 apresenta os valores da função seno, em função do número de amostras, definido pela razão m_f e representado pelo número inteiro k .

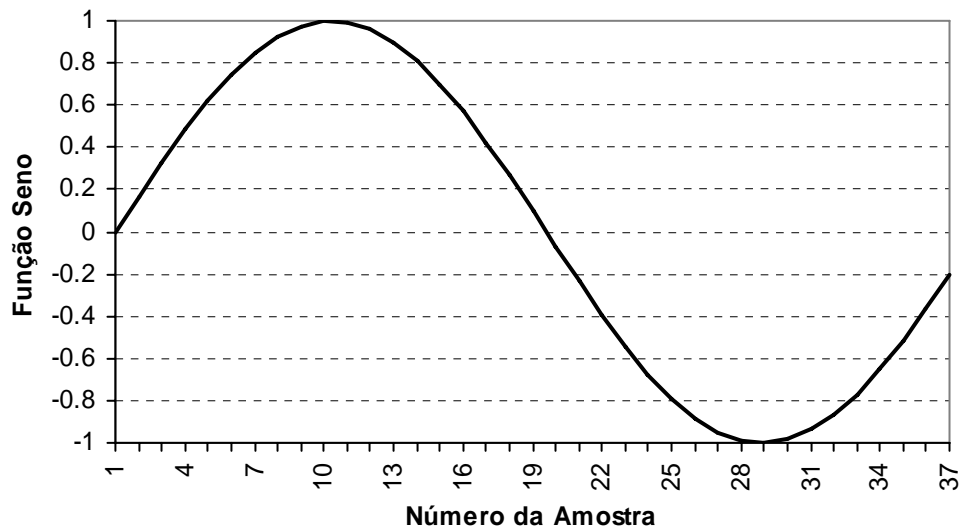


Figura IV.1- Valores da função *seno*, em função do número de amostras

Utilizando as Equações (IV.5) e (IV.6), pode-se determinar os valores máximo, mínimo e médio para o argumento *duty* e, também,

para o *duty cycle* efetivamente. Re-arranjando estas equações obtém-se:

$$\delta_{PWM} = \delta_{PWM}(\%) \cdot T_{PWM} \cdot \frac{1}{100\%} \text{ (s)} \quad (\text{IV.8})$$

e,

$$duty = \frac{\delta_{PWM}}{T_{OSC} \cdot TMR2_{prescaler}} \quad (\text{IV.9})$$

Assim, a Tabela IV.1 apresenta os valores de *duty* mínimo, médio e máximo.

TABELA IV.1 – VALORES DO ARGUMENTO *DUTY* MÍNIMO, MÉDIO E MÁXIMO

<i>Duty Cycle</i>	δ_{PWM} (%)	<i>duty</i>
Mínimo	4.76 %	8
Médio	50 %	84
Máximo	95.23 %	160

Para obter, finalmente, os valores de *duty* para cada período de chaveamento, pode-se utilizar a seguinte relação:

$$duty = \text{int} \left(F \cdot \frac{160 - 8}{2} + 84 \right) \quad (\text{IV.10})$$

onde: $\text{int}(\cdot)$ representa o valor inteiro do argumento e F é dada pela Equação (IV.7). Os valores de *duty* mínimo, médio e máximo são utilizados para escalonar os valores de *duty* para cada período de chaveamento.

Assim, utilizando a relação acima, obtém-se os valores para *duty*, apresentados na Figura IV.2. Estes valores são utilizados em uma tabela no programa do microcontrolador, conforme apresentado na listagem ao final deste Anexo.

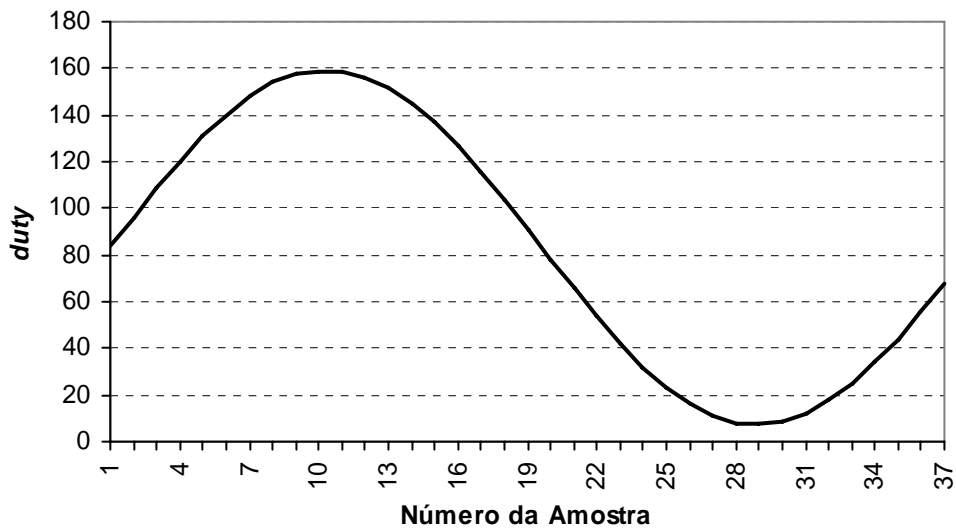


Figura IV.2- Valores do *duty cycle* necessários para gerar uma onda senoidal de 400 Hz

Listagem do Programa de Controle PWM para o Conversor CC-CA da Micro-rede

```

/*****
*
*          UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
*          COLORADO SCHOOL OF MINES
*
*          HFAC LINK - CONVERTER CONTROL
*
*          PROGRAMMER:  Jeferson Correa
*          DATE:        February/07/05
*          PROGRAM:     HFAC.c
*          VERSION:     1.1
*****/

/*****
*
*   This program reads a table that contains the duty cycle
*   correspondent to a 400 Hz sine wave.
*   The values are used to update the PWM duty cycle, which
*   actuates the switches on the H-Bridge.
*
*   ***The switching frequency is 14.8 kHz, obtained from:
*
*   
$$F_s \text{ (Hz)} = \frac{1}{(\text{Period} + 1) * 4 * \text{Tosc} * (\text{TMR2 prescaler})}$$

*
*   where:  Period is the PWM switching period ( 41);
*           Tosc is the oscillator period ( = 1/40 MHz); and
*           (TMR2 prescaler) is the PreScale value for Timer2 ( =16)
*
*   ***The sampling frequency is the same as the switching frequency.
*   ***The duty cycle is updated at every sampling period.
*****/

/*****
*
*          INCLUDE SECTION - INCLUSION OF HEADER FILES
*****/

#include <p18f452.h>          /* for TRISx and PORTx declarations */
#include <pwm.h>             /* for PWM operations */
#include <timers.h>         /* for timers operations */

/*****
*
*          GLOBAL VARIABLES DEFINITION
*****/

static unsigned char period = 41;          /* PWM period (maximum=255) */
static unsigned char duty = 84;           /* PWM duty cycle - initial value */
static unsigned char x1 = 1;              /* auxiliary variable */
static unsigned char index = 0;           /* duty cycle - table index */
static unsigned char x2 = 0;              /* auxiliary variable - used to update the duty cycle */

/*****
*
*          DUTY CYCLE TABLE
*****/

#pragma romdata myromsect=0x7000
rom const unsigned char romtable[] =
    { 84, 96, 109, 120, 131, 140,
      148, 154, 158, 159, 159, 156,
      152, 145, 137, 127, 116, 104,
      91, 78, 66, 54, 42, 32,
      23, 16, 11, 8, 8, 9,
      12, 18, 25, 34, 44, 56,
      68
    };

```

```

#pragma romdata

/*****
 *
 *          SUBTORINE – INITIALIZATION
 *
 *****/

void initial (void)
{
    TRISCbts.TRISC2 = 0;           /* configure PORTC, bit RC2, for output (PWM1) */
                                  /* output pin 17 */

    TRISCbts.TRISC3 = 0;           /* configure PORTC, bit RC3, for output (Enable) */

    TRISCbts.TRISC7 = 1;           /* configure PORTC, bit RC7, for input (Master Enable) */
                                  /* input pin 26 */

    PORTCbts.RC3 = 1;             /* Disable the PWM converter */

    OpenTimer2 (TIMER_INT_OFF &  /* configure TIMER2: interruption off, */
                T2_PS_1_16);      /* prescale=1:16 */

    OpenPWM1 (period);            /* freq=1/((period+1)*4*(1/Fosc)*TMR2PreScaler) */
                                  /* freq=1/((41+1)*4*(1/40M)*16)=> freq = 14.8 kHz */
}

/*****
 *
 *          MAIN PROGRAM
 *
 *****/

void main (void)
{
/*****
 *
 *          CALL INITIALIZATION SUBROUTINE
 *
 *****/
    initial ();

/*****
 *
 *          SET THE INITIAL PWM DUTY CYCLE
 *
 *****/

    SetDCPWM1 (duty);             /* set the initial duty cycle to be 84 */
                                  /* PWMduty_cycle(s)=duty*(1/Fosc)*TMR2PreScale */
                                  /* PWMduty_cycle(s)= 84*(1/40M)*16 */
                                  /* PWMduty_cycle = 33.6 micro seconds */
                                  /* PWMduty_cycle(%) = PWMduty_cycle*freq */
                                  /* PWMduty_cycle = (33.6micro * 14.88k)*100% =~ 50% */
                                  /* write this value to PWM1 */
                                  /* PWMminimum=4.76% -> 3.2 micro_s -> duty=8 */
                                  /* PWM maximum=95.23% -> 64 micro_s -> duty=160 */

/*****
 *
 *          RUN THE INFINITE LOOP - MAIN PROGRAM
 *
 *****/

    while (1)                     /* infinite loop -> always true */
    {

        x1 = 1;                    /* set auxiliary variable x1 */

/*****
 *
 *          CHECK THE MASTER ENABLE SIGNAL
 *
 *****/

//          if (PORTCbts.RC7 == 0) /* read PORTC, bit 7; pin 26: if it is LOW... */
//          {
//              PORTCbts.RC3 = 1; /* Disable the PWM converter */
//          }
}

```

```

//      else
//      {
//          PORTCbits.RC3 = 0;      /* Enable the PWM converter */
//      }

/*****
 *      READ THE DUTY CYCLE AND VERIFY IF IT IS BETWEEN THE LIMITS
 *****/

/* This must be done to avoid too short switches turn-on and turn-off times */

    duty = romtable[index];

    if (duty < 8 )                /* check the minimum value */
    {
        duty = 8;
    }
    if (duty > 160 )             /* check the maximum value */
    {
        duty = 160;
    }

/*****
 *      UPDATE DUTY CYCLE, USING BITWISE INSTRUCTIONS
 *      See page 107, PIC18C452 manual
 *****/

    x2 = duty & 3;                /* AND 'duty' with 3, to get the two
                                least significant bits of 'duty' */
    duty = duty & 252;           /* AND 'duty' with 252, to get the six
                                most significant bit of 'duty' */
    CCP1CON |= x2 << 4;         /* write bits 0 e 1 of 'duty' into
                                register CCP1CON, bits 4 (DC1B0) and 5 (DC1B1) */
    CCPR1L = duty >> 2;         /* write bits 2 to 7 of 'duty' into
                                register CCPR1L */

/*****
 *      INCREMENT INDEX AND CHECK THE MAXIMUM VALUE
 *****/

    index=index+1;                /* increment index */

    if (index == 36)             /* verify if index is equal to maximum */
        index = 0;              /* if it is, reset index */

/*****
 *      UPDATE DUTY CYCLE
 *****/

    while (x1==1)                /* wait to update duty cycle */
    {
        if (ReadTimer2()==period)
            x1 = 0;
    }
    /* end of infinite loop */

/*****
 *      DISABLE CONVERTER AND PWM CHANNEL
 *****/

    PORTCbits.RC3 = 1;           /* Disable the PWM converter */
    SetDCPWM1 (0);              /* make PWM output equals to ZERO */
    ClosePWM1 ();               /* disable PWM1 */

}

/* end of main program */

/*****

```


CIRCUITO DE CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE

Para o controle do filtro ativo paralelo, foi utilizado um controlador de corrente por histerese. Neste caso, o circuito recebe o sinal de referência (I_{ref}) e o sinal da corrente atual do filtro ativo paralelo (I_{filter}), obtido através do circuito de leitura de corrente. Através da comparação destes dois sinais, o circuito determina o estado lógico das chaves da ponte-H: se o sinal de saída for 1 (VERDADEIRO), as chaves positivas devem ser acionadas, caso o sinal for 0 (FALSO), as chaves negativas devem ser acionadas. Este sinal é, no entanto, enviado para o microcontrolador PIC, que efetivamente envia o sinal PWM para o circuito de acionamento das chaves (ver Anexo III). O programa do PIC lê esta entrada digital (saída do controlador de corrente por histerese) e em função do estado lógico desta entrada determina se o *duty cycle* será máximo (100%) ou mínimo (0%). O PIC faz o controle das chaves com frequência fixa, determinada pelo programa. Assim, mesmo se o sinal lógico do circuito de histerese apresentar uma frequência elevada, o PIC irá controlar esta frequência, limitando-a e mantendo-a constante, com valor máximo de 29,1 kHz.

A Figura V.1 apresenta o diagrama de blocos do circuito de controle de corrente por histerese do filtro ativo paralelo. Os sinais de entrada deste circuito são a corrente de referência e a corrente atual de saída do conversor. O estágio de entrada é um amplificador diferencial, cuja saída é o erro entre as duas entradas, multiplicado por um ganho constante e igual a 2. O sinal de erro é, então, enviado a um comparador com histerese, que fornece na sua saída um nível lógico TTL, que é utilizado para determinar o estado das chaves no conversor CC-CA. Este sinal é, primeiramente, enviado ao microcontrolador PIC, que opera como controlador PWM. A saída PWM do microcontrolador é, então, enviada ao circuito de gatilho das chaves (ver circuito correspondente, Anexo II).

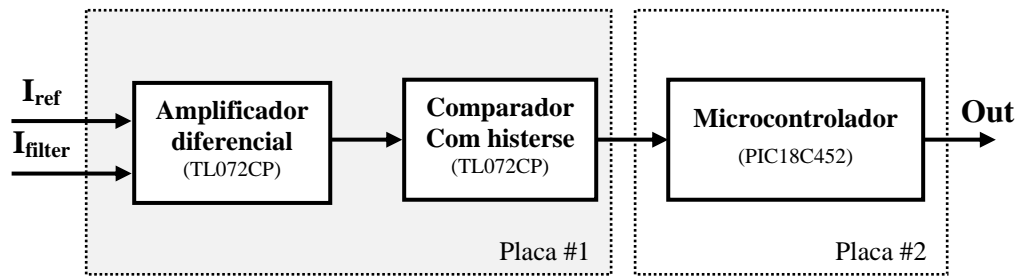


Figura V.1 – Diagrama de blocos do circuito de controle de corrente por histerese

A Figura V.2 apresenta o amplificador diferencial, utilizado para obter o sinal de erro entre a corrente de referência e a corrente atual de saída do filtro ativo. A corrente de referência é gerada utilizando-se a Teoria p-q.

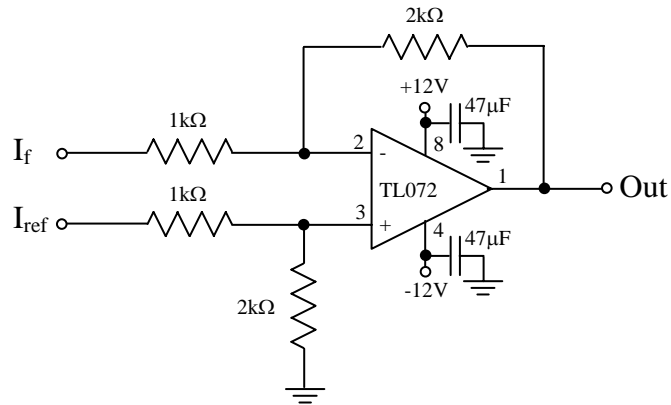


Figura V.2 – Amplificador diferencial para o controlador por histerese

Como resultado da saída do amplificador diferencial, tem-se o sinal de erro entra a referência e a corrente atual, com um ganho igual a 2:

$$V_2 = 2 \cdot e = 2 \cdot (V_{ref} - V_f) \quad (V.1)$$

Finalmente, o ultimo estágio é o comparador por histerese, apresentado na Figura V.3, cuja banda de histerese é dada por^[64]:

$$Band = V_{o,sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (V.2)$$

onde o valor de R_1 é fixo, igual a 1 k Ω , e o valor de R_2 é dado pela associação em série de um resistor de 22 k Ω e de um potenciômetro de 47 k Ω . Com isto, o valor de R_2 pode ser ajustado através do potenciômetro, resultando em uma banda de histerese ajustável.

Como mostrado na Figura V.3, a saída do comparador com histerese é condicionada para um nível TTL, utilizando-se um arranjo de diodos.

A Figura V.4 apresenta um teste com este circuito, para um determinado sinal de entrada. O objetivo é analisar o comportamento do sinal de saída em função da diferença entre a referência e o sinal de entrada. A Figura V.5 apresenta uma fotografia do circuito desenvolvido, mostrando detalhes das conexões de entrada/saída e a Figura V.6 apresenta o diagrama completo do circuito do controlador de corrente por histerese. Finalmente, é apresentada a listagem do programa implementado no microcontrolador PIC, para efetivamente controlar o estado das chaves do conversor CC-CA a partir do sinal do controlador analógico de corrente por histerese.

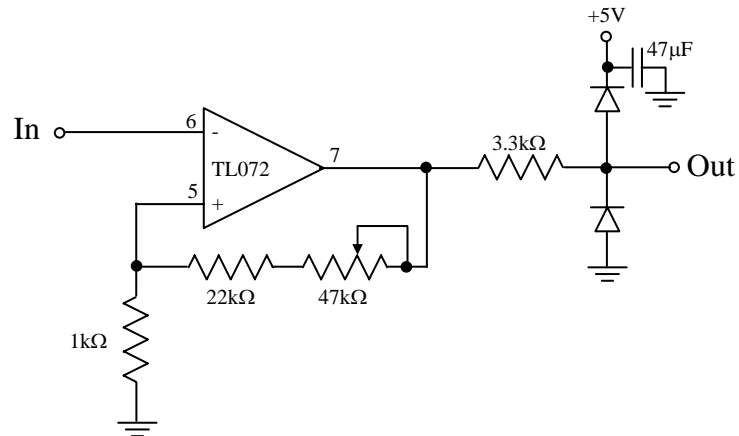


Figura V.3 – Circuito comparador com histerese

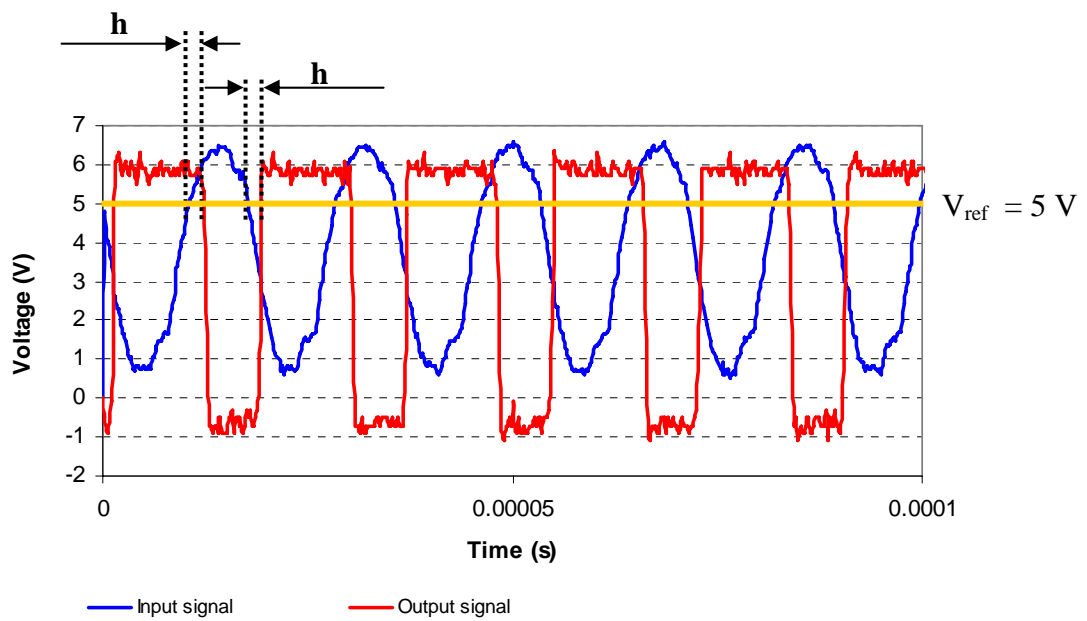


Figura V.4 – Teste com o circuito de controle por histerese ($V_{ref} = 5\text{ V}$)

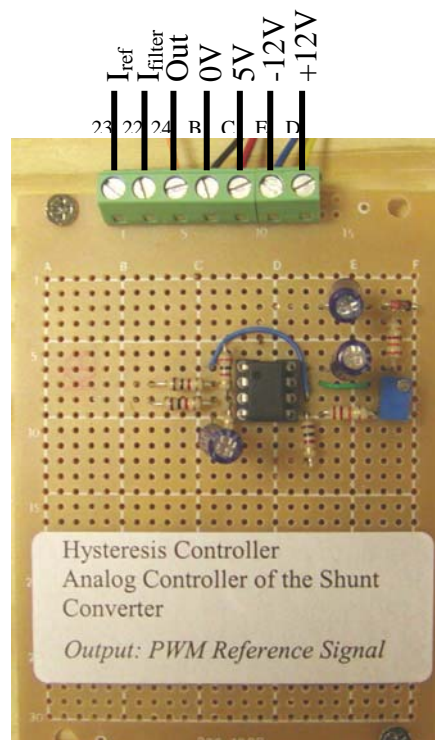


Figura V.5 – Fotografia do circuito de controle de corrente por histerese

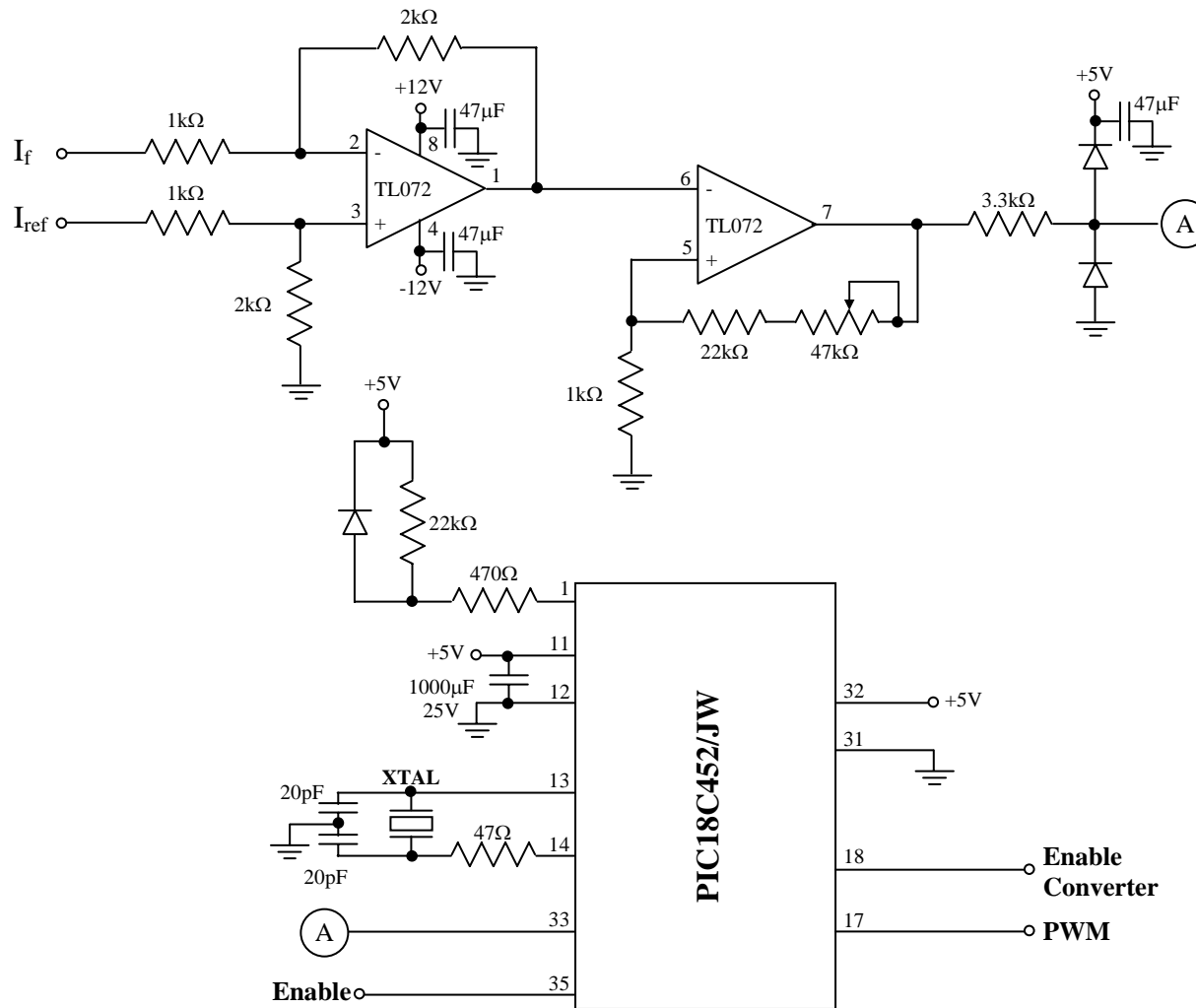


Figura V.6– Diagrama completo do circuito de controle de corrente por histerese

Listagem do programa implementado no microcontrolador PIC18C452 para o controlador de corrente por histerese

```

/*****
*
*          UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
*          COLORADO SCHOOL OF MINES
*
*          CLOSED LOOP CONTROL - SHUNT CONVERTER
*          OBS: Utilization of hysteresis controller;
*               using external analogic circuits
*
*          PROGRAMMER:  Jeferson Correa
*          DATE:        May/07/03
*          PROGRAM:     OpenSh2.c
*          VERSION:     1.0
*****/

/*****
*
*  This program changes the duty cycle either to be minimum (0%) or maximum (100%),
*  based in a digital input (RB0).
*  This controller is basically a hysteresis controller, where the entire controller is realized
*  using analog circuits, with operational amplifiers; except the PWM controller (PIC)
*
*  The analog circuit sends a logic signal (0 or 5V) to the PIC digital input #33 (PORTB, Bit 0).
*  If the signal is HIGH (1) the duty cycle is changed to minimum;
*  if the signal is LOW (0) the duty cycle is changed to maximum
*
*  The switching frequency is kept constant using the PIC PWM channel. The duty cycle is
*  just changed based on sampling frequency.
*  This makes the circuit a little bit different than the conventional hysteresis controller,
*  where the switching frequency is not constant.
*
*  ***The switching frequency is 29.1 kHz, obtained from:
*
*  Fs (Hz) =  $\frac{1}{(\text{Period} + 1) * 4 * \text{Tosc} * (\text{TMR2 prescaler})}$ 
*
*  where Period is defined in the program; Tosc is the oscillator period ( = 1/40 MHz);
*  and (TMR2 prescaler) is defined in the program and it is the PreScale value for
*  Timer 2 (see the sampling frequency below)
*
*  ***The sampling frequency is 71 kHz, based on Timer0 interruption.
*****/

/*****
*
*          INCLUDE SECTION - INCLUSION OF HEADER FILES
*****/

#include <p18c452.h>          /* for TRISx and PORTx declarations */
#include <pwm.h>             /* for PWM operations */
#include <timers.h>         /* for timers operations */

/*****
*
*          GLOBAL VARIABLES DEFINITION
*****/

static unsigned char period = 85;          /* PWM period (maximum=255) */
static unsigned char duty = 172;         /* PWM - duty cycle */

static unsigned char x1 = 1;             /* auxiliary variable - TIMER0 interruption */
static unsigned char x2 = 0;            /* auxiliary variable - DUTY update */

/*****
*
*          FUNCTIONS DECLARATION
*****/

```

```

void timer_isr (void);                               /* prototype for timer 0 interruption subroutine */

/*****
*                               INTERRUPTION VECTOR                               *
*****/

#pragma code low_vector=0x18                          /* interruption address (18-decimal) */
                                                    /* change the default code section to */
                                                    /* the absolute code section named */
                                                    /* 'low_vector' located at address 0x18 */

void low_interrupt (void)
{
    _asm                                             /* initiate assembly code */
        GOTO timer_isr                             /* jump to interruption subroutine (ISR) */
    _endasm                                         /* end assembly code */
}

#pragma code                                          /* returns the compiler to the default */
                                                    /* code section */

/*****
*                               INTERRUPTION SUBTORINE                           *
*****/

#pragma interruptlow timer_isr      save=PROD

                                                    /* specifies the function 'timer_isr'
                                                    /* as a low-priority ISR */
                                                    /* and save PROD special register */
                                                    /* define the 'timer_isr' function */

void timer_isr (void)
{
    INTCONbits.TMR0IF=0;                          /* clear the Timer 0 interrupt flag */
                                                    /* to avoid recursive interruptions */
    WriteTimer0 (65450);                          /* write a value to Timer 0, based */
                                                    /* on the sampling frequency - 35 kHz */
                                                    /* 65200 - 25.00 kHz */
                                                    /* 65300 - 34.25 kHz */
                                                    /* 65310 - 35.00 kHz */
                                                    /* 65400 - 52.60 kHz */
                                                    /* 65450 - 71.00 kHz */
                                                    /* 65460 - 76.90 kHz */

    x1=0;                                           /* reset auxiliary variable x1 */
}

/*****
*                               SUBTORINE - INITIALIZATION                       *
*****/

void initial (void)
{
/*****
*                               DIGITAL INPUTS DEFINITION                       *
*****/

    TRISBbits.TRISB0=1;                            /* configure PORTB for digital inputs: */
                                                    /* PORTB, bit 0 (RB0) -> hysteresis input, pin 33
*/
    TRISBbits.TRISB2=1;                            /* PORTB, bit 2 (RB2) -> master control input, pin
35 */

/*****
*                               DIGITAL OUTPUTS DEFINITION                       *
*****/

    TRISCbits.TRISC2 = 0;                          /* configure PORTC, bit RC2, for output (PWM1) */
                                                    /* output pin 17 */
    TRISCbits.TRISC3 = 0;                          /* configure PORTC, bit RC3, for output (Enable) */
}

```



```

/* output pin 18 */

/*****
*
*          TIMER 2 INITIALIZATION
*
*****/

    OpenTimer2 (TIMER_INT_OFF &
                T2_PS_1_4);          /* configure TIMER2: interruption off, */
                                    /* prescale=1:4 */

/*****
*
*          PWM INITIALIZATION
*
*****/

    OpenPWM1 (period);              /* freq=1/((period+1)*4*(1/Fosc)*TMR2PreScaler)
*/
                                    /* freq=1/((85+1)*4*(1/40M)*4)=> freq = 29.1 kHz
*/

/*****
*
*          TIMER 0 INITIALIZATION
*
*****/

    OpenTimer0 (TIMER_INT_ON &
                T0_16BIT &
                T0_SOURCE_INT &
                T0_PS_1_1);          /* configure Timer 0: Interruption ON, */
                                    /* 16-bit mode, */
                                    /* internal clock source (Tosc) */
                                    /* 1:1 prescale */

    INTCONbits.GIE = 1;            /* enable global interrupts */

    WriteTimer0 (65450);           /* write a value to Timer 0, based */
                                    /* on the sampling frequency - 35 kHz */
                                    /* 65200 - 25.00 kHz */
                                    /* 65300 - 34.25 kHz */
                                    /* 65310 - 35.00 kHz */
                                    /* 65400 - 52.60 kHz */
                                    /* 65450 - 71.00 kHz */
                                    /* 65460 - 76.90 kHz */

/*****
*
*          DISABLE THE H-BRIDGE CONVERTER
*
*****/

    PORTCbits.RC3 = 1;            /* Disable the PWM converter */

}

/*****
*
*          MAIN PROGRAM
*
*****/

void main (void)
{

/*****
*
*          CALL INITIALIZATION SUBROUTINE
*
*****/

    initial ();                    /* call subroutine */

/*****
*
*          SET THE INITIAL PWM DUTY CYCLE
*
*****/

    SetDCPWM1 (duty);              /* set the initial duty cycle to be 172 */
                                    /* WMduty_cycle(s)=[duty*(1/Fosc)X */
                                    /* TMR2PreScale] */
                                    /* PWMduty_cycle(s)=172*(1/40M)*4 */
                                    /* PWMduty_cycle = 17.2 micro seconds */
                                    /* PWMduty_cycle(%) = PWMduty_cycle*freq */
                                    /* PWMduty_cycle=(17.2micro*29.1k)*100%=~

```

```

50%*/
/* write this value to PWM1 */

/*****
*
* START INFINITE LOOP - MAIN PROGRAM
*
*****/

while (1) /* infinite loop -> always true */
{

/*****
*
* SET AUXILIARY VARIABLE
*
*****/

x1 = 1; /* make the auxiliary variable x1 = 1 */

/*****
*
* CHECK THE ENABLE INVERTER SIGNAL
*
*****/

if (PORTBbits.RB2 == 1) /* read PORTB, bit 2; pin 35: if it is HIGH... */
{
PORTCbits.RC3 = 1; /* Disable the PWM converter */
}
else /* ...if it is LOW... */
{
PORTCbits.RC3 = 0; /* Enable the PWM converter */
}

/*****
*
* HYSTERESIS CONTROLLER
*
*****/

if (PORTBbits.RB0 == 0) /* read PORTB, bit 0; pin 33: if it is LOW... */
{
duty = 255; /* make the duty cycle maximum */
}
else /* ...if it is HIGH... */
{
duty = 0; /* make the duty cycle minimum */
}

/*****
*
* UPDATE DUTY CYCLE, USING BITWISE INSTRUCTIONS
* See page 107, PIC18C452 manual
*
*****/

x2 = duty & 3; /* AND 'duty' with 3, to get the two
least significant bits of 'duty' */
duty = duty & 252; /* AND 'duty' with 252, to get the six
most significant bits of 'duty' */
CCP1CON |= x2 << 4; /* write bits 0 e 1 of 'duty' into
register CCP1CON, bits 4 (DC1B0) and 5
(DC1B1) */
CCPR1L = duty >> 2; /* write bits 2 to 7 of 'duty' into register CCPR1L */

/*****
*
* WAIT FOR INTERRUPTION: SAMPLING FREQUENCY DEFINED BY *
* TIMER 0
*
*****/

while (x1==1) {} /* wait for Timer0 interruption */

/*****
*
* END INFINITE LOOP - MAIN PROGRAM
*
*****/

} /* end of infinite loop */

```

```

/*****
*
*          CLOSE PWM CHANNEL
*
*****/

    SetDCPWM1 (0);          /* make PWM output equals to ZERO */
    ClosePWM1 ();          /* disable PWM1 channel */
    PORTCbits.RC3 = 1;     /* Disable the PWM converter */

}                          /* end of main program */

/*****/

```

CIRCUITO DE LEITURA DE TENSÃO

Para a leitura da tensão, é utilizado um sensor baseado no amplificador isolador modelo HCPL-7800, que garante uma isolação da ordem de 1300V, mantida por 60 segundos entre o sinal de entrada e o sinal de saída ^[63]. Outra característica do amplificador isolador é a tensão de entrada, que deve ser mantida na faixa de -200 a $+200$ mV, para possibilitar a obtenção da resposta de forma mais linear. Este nível de tensão irá determinar o valor dos resistores R_1 e R_2 , utilizados no circuito divisor resistivo de entrada, conforme apresentado no circuito da Figura VI.1. Os valores utilizados para estes resistores são: $R_1 = 470$ k Ω e $R_2 = 1$ k Ω . O amplificador isolador HCPL-7800 possui um ganho de 8. No estágio de saída do circuito é utilizado um amplificador operacional, na configuração de amplificador diferencial, com um ganho de 4,7.

O sinal de saída do circuito de amplificador diferencial passa através de um filtro passa-baixa inversor de 1^a ordem, com frequência de corte de 4,8 kHz. Finalmente, o sinal resultante é invertido, através de um circuito amplificador inversor com ganho unitário, e lido pelo

computador através de uma entrada analógica da placa de aquisição de dados.

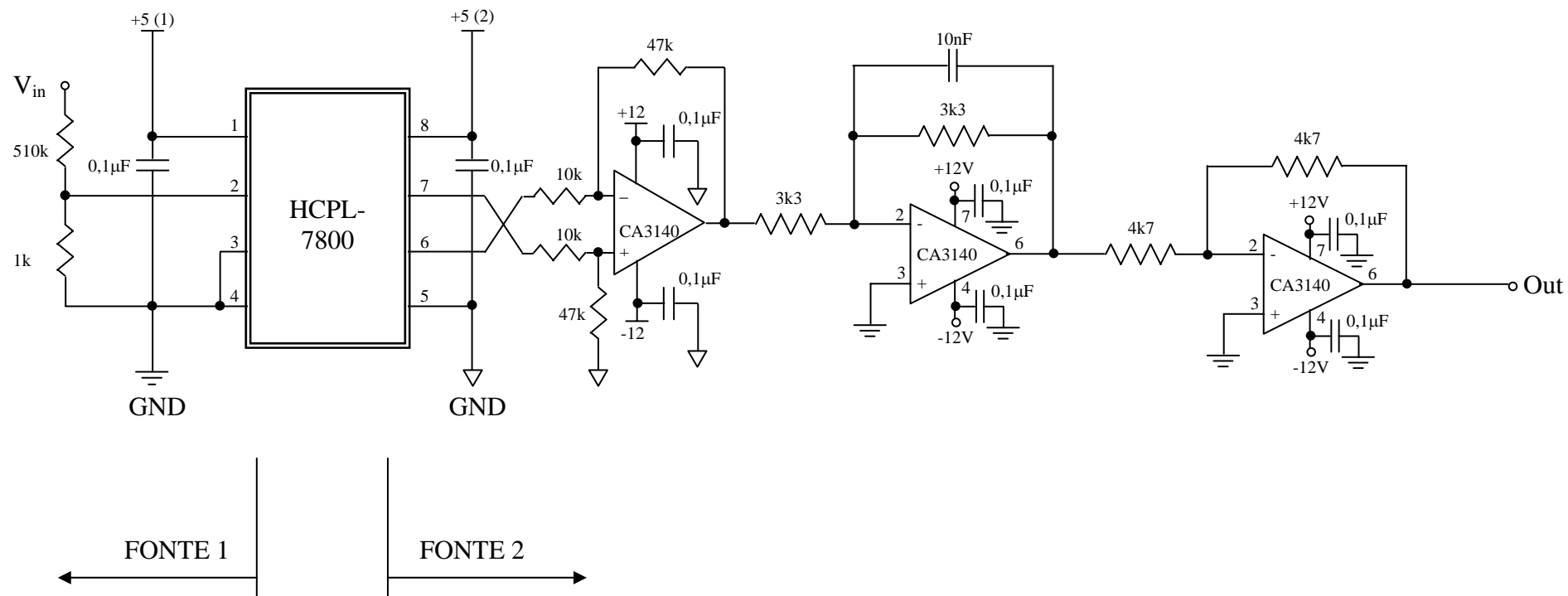


Figura VI.1 – Circuito para medição de tensão

CIRCUITO DE LEITURA DE CORRENTE

Este circuito utiliza o transdutor de corrente LEM (modelo LTS 6-NP ^[62]), que provê isolamento e apresenta na sua saída um sinal de tensão proporcional ao sinal de corrente de entrada. O diagrama de blocos do sistema de leitura de corrente é apresentado na Figura VII.1. Este circuito é utilizado para a leitura da corrente da fonte, da corrente de carga e da corrente do filtro ativo paralelo.

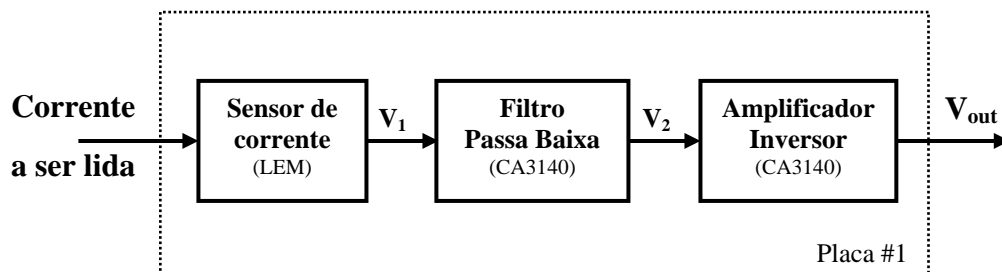


Figura VII.1 – Diagrama de blocos do sistema de leitura de corrente

Conforme apresentado na Figura VII.1, o sinal de corrente a ser lido é inicialmente enviado ao sensor de corrente LEM, cuja tensão de saída é dada por:

$$V_1 = 2.5 + 0.625 \cdot \frac{I_p}{I_{pn}} \quad (\text{VII.1})$$

onde I_p é o valor da corrente primária (corrente a ser lida) e I_{pn} é o valor da corrente primária nominal, que para o sensor LTS 6-NP pode ser selecionada como sendo 6, 3 ou 2 A. A faixa de medida da corrente primária, I_p , é de ± 19.2 A.

A característica da tensão de saída do transdutor em função da corrente primária é apresentada na Figura VII.2. Como pode ser visto nesta figura, quanto menor o valor de I_{pn} , maior a sensibilidade do sensor, ou seja, maior a tensão de saída para um determinado valor de corrente de entrada.

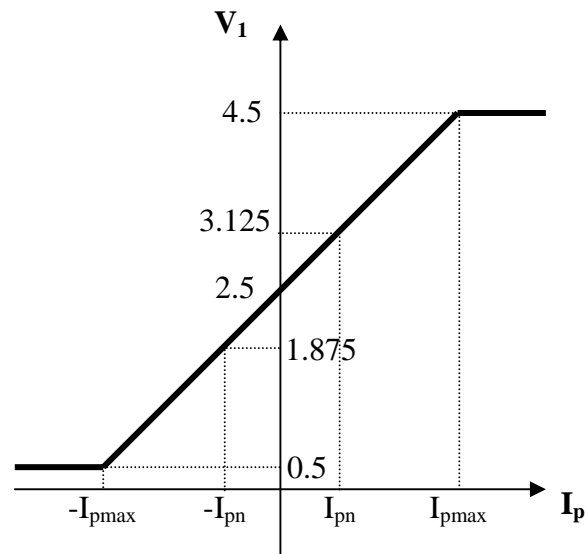


Figura VII.2 – Característica de tensão x corrente para o transdutor de corrente

O diagrama de ligações do sensor de corrente é apresentado na Figura VII.3. No sistema de leitura utilizado, os terminais de ligação

da corrente primária foram conectados conforme a Figura VII.4, fazendo com que o número de espiras do circuito primário seja de 3 [62]. Com isto, a corrente primária nominal, I_{pn} , fica definida como $I_{pn} = 2 \text{ A}$.

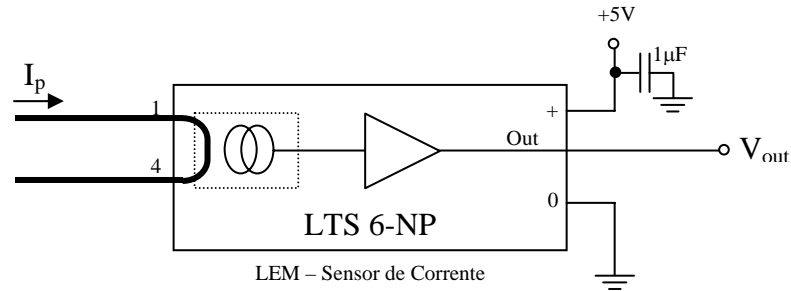


Figura VII.3 – Conexões externas do transdutor de corrente

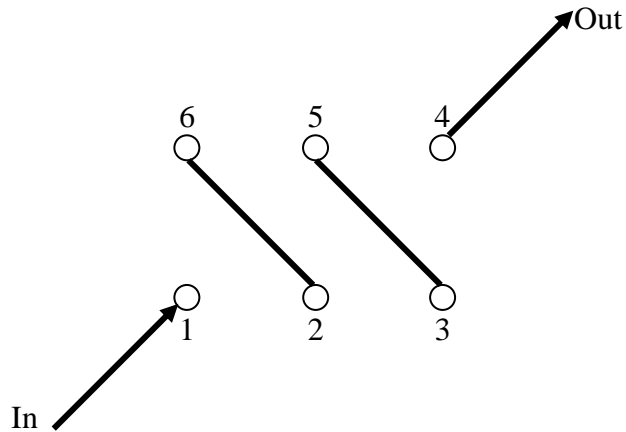


Figura VII.4 – Conexão dos terminais do transdutor de corrente

A tensão de saída do sensor de corrente é condicionada através de um filtro passa-baixa inversor de primeira ordem, com ganho CC unitário, cujo diagrama é mostrado na Figura VII.5.

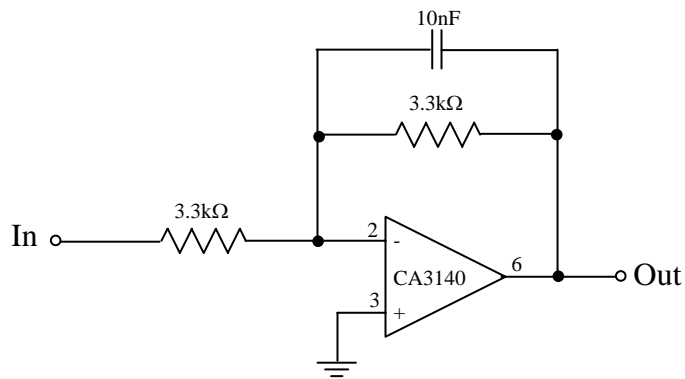


Figura VII.5 – Filtro passa-baixa inversor, de primeira ordem

Considerando que o ganho CC do estágio de filtragem é igual a -1 , a tensão de saída deste estágio será determinada, a partir da Equação (VII.1), como sendo:

$$V_2 = -V_1 \Rightarrow V_2 = - \left[2.5 + 0.625 \cdot \frac{I_p}{I_{pn}} \right] \quad (\text{VII.2})$$

A frequência de corte deste filtro é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (\text{VII.3})$$

Para os valores utilizados de resistor e capacitor, a frequência de corte é igual a 4,8 kHz.

Para inverter novamente este sinal e adicionar um ganho CC, é utilizado um circuito amplificador inversor, com ajuste de *offset*,

conforme apresentado na Figura VII.6, cujo ganho é definido como sendo ^[64]:

$$G = -\frac{R_f}{R_1} \quad (\text{VII.4})$$

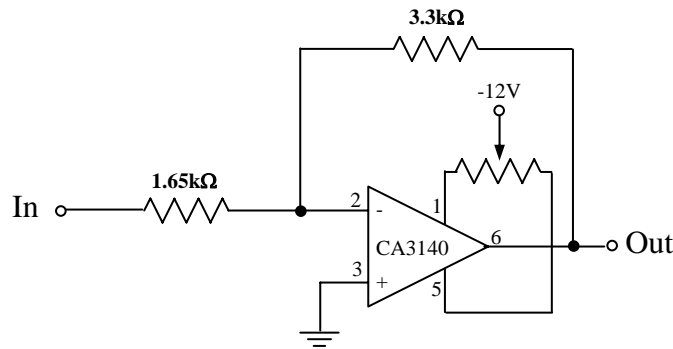


Figura VII.6 – Amplificador inversor com Ganho = -2

Com os valores utilizados para os resistores, conforme apresentado na Figura VII.6, o ganho deste circuito é igual a -2 . Com isto, o sinal de saída do circuito de leitura de corrente é dado por:

$$V_{out} = -2 \cdot V_2 \quad (\text{VII.5})$$

onde V_2 é a tensão na saída do estágio de filtragem. Assim,

$$V_{out} = 5 + 1.25 \cdot \frac{I_p}{I_{pn}} \quad (\text{VII.6})$$

Para o valor de $I_{pn} = 2$ A, a tensão de saída do circuito de leitura com o LTS 6-NP é dada por:

$$V_{out} = 5 + 1.25 \cdot \frac{I_p}{2} \quad (\text{VII.7})$$

Para determinar a corrente primária a partir da tensão de saída, basta re-arranjar a Equação (VII.7), para obter:

$$I_p = \frac{V_{out} - 5}{1.25} \cdot 2 \Rightarrow I_p = (V_{out} - 5) \cdot 1.6 \quad (\text{VII.8})$$

A Figura VII.7 apresenta um teste com o sensor de corrente, modelo LTS 6-NP. A Figura VII.7a apresenta a tensão de saída do sensor e a Figura VII.7b apresenta a corrente medida (corrente primária), calculada utilizando a Equação (VII.8).

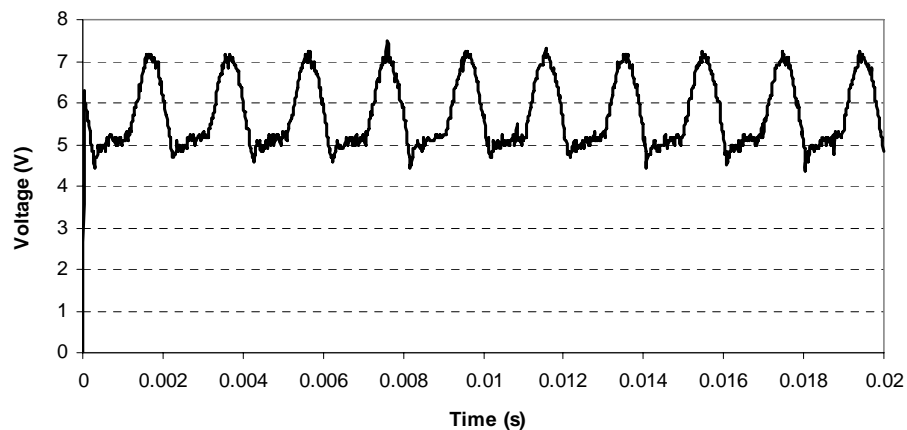


Figura VII.7a – Tensão de saída do circuito de medida de corrente, utilizando o sensor LTS 6-NP

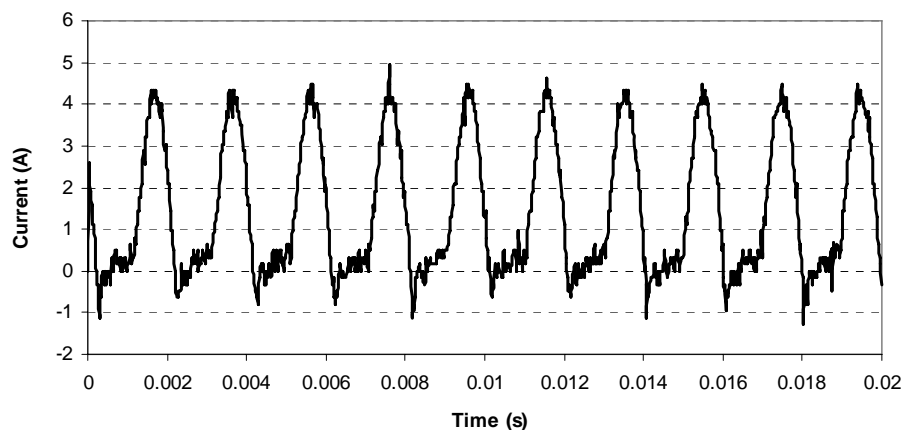


Figura VII.7b – Corrente primária medida utilizando o sensor LTS 6-NP

A Figura VII.8 apresenta uma comparação entre o circuito de leitura de corrente e uma leitura da mesma corrente obtida utilizando-se um osciloscópio modelo TDS 380 (Tektronix), com uma ponteira de corrente, modelo HP 1146A (Hewlet Packard), ajustada para a escala de 100mV/A. Pode-se observar que a corrente obtida com o sensor é bastante semelhante à corrente lida utilizando a ponteira de corrente do osciloscópio.

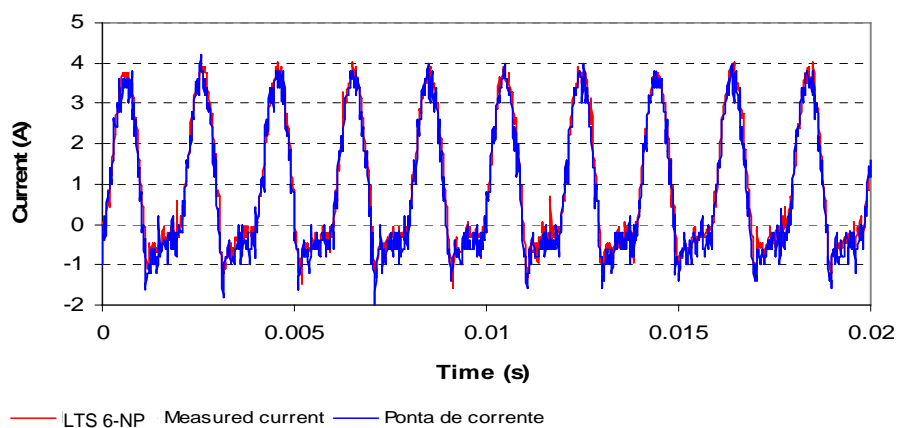


Figura VII.8 – Comparação entre o sensor LTS 6-NP e a ponteira de corrente HP 1146A

A Figura VII.9 apresenta a relação entre a tensão de saída do circuito e a corrente de entrada, de acordo com a Equação (VII.6). De acordo com esta figura, a tensão de saída poderá assumir valores entre 1 e 9 V. A Tabela VII.I apresenta alguns pontos mostrados na Figura VII.9, enquanto que a Figura VII.11 apresenta o diagrama completo do circuito de leitura de corrente.

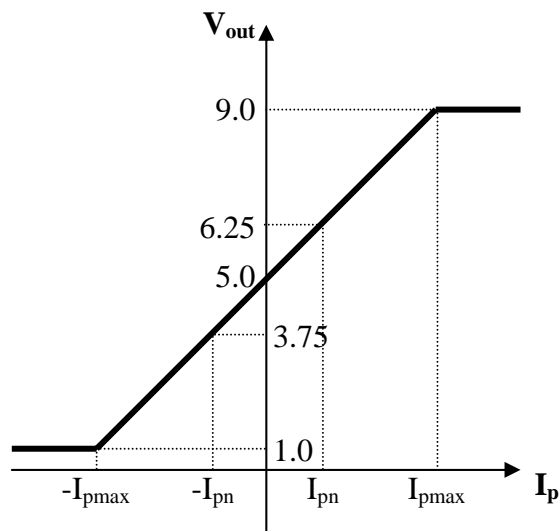


Figura VII.9 – Característica do circuito de leitura de corrente (tensão de saída x corrente de entrada)

TABELA VII.1 – PONTOS DA CURVA DO CIRCUITO DE LEITURA DE CORRENTE

I_p	V_{out}
0	5.0
I_{pn}	6.25
$-I_{pn}$	3.75
I_{pmax}	9.0
$-I_{pmax}$	1.0

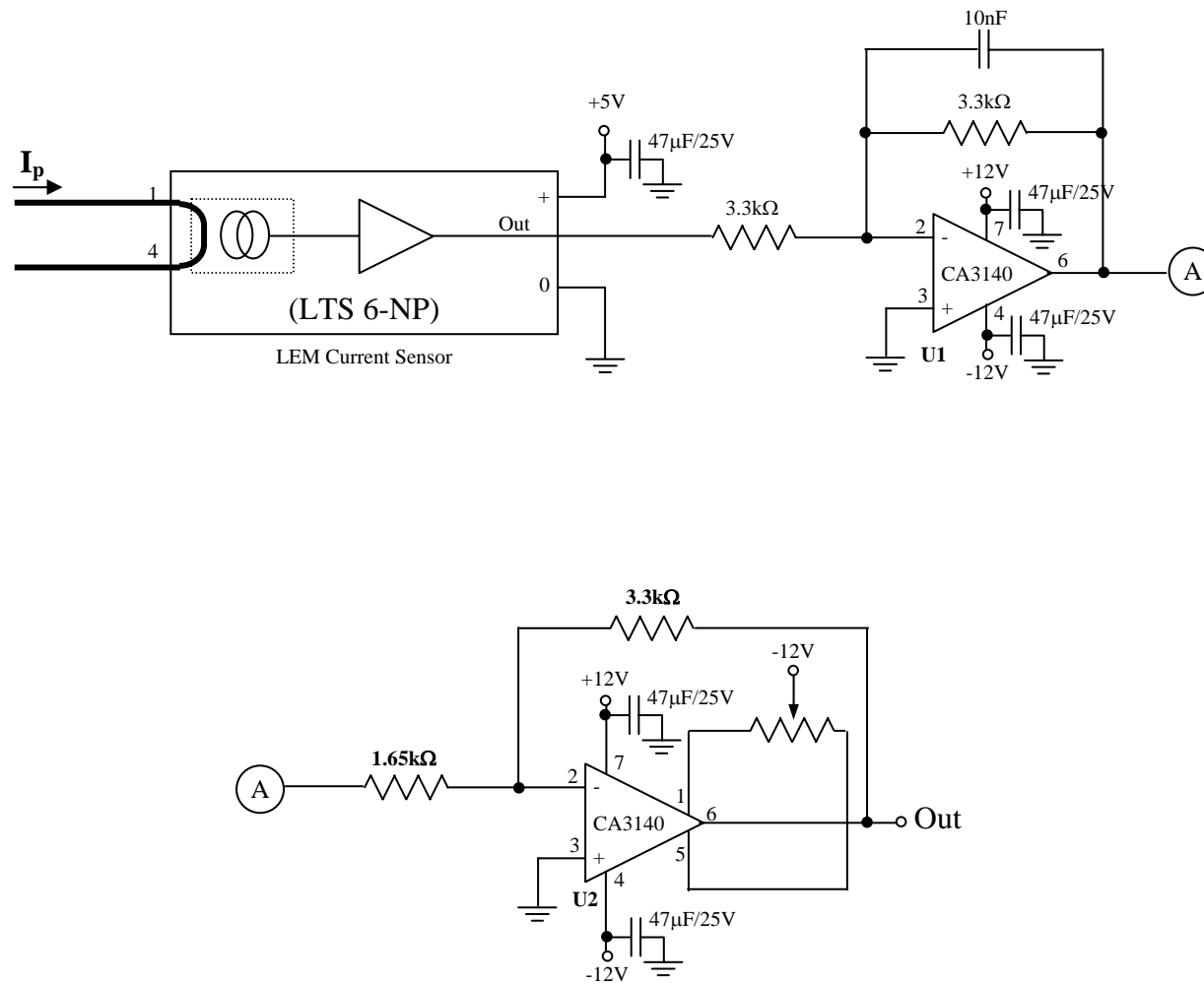


Figura VII.10 – Diagrama completo do circuito de leitura de corrente

CIRCUITO DE *PHASE-LOCKED LOOP (PLL)*

Este circuito utiliza o MAX038 (fabricado pela MAXIM ^[65]) para gerar uma onda co-senoidal invertida, que é, de fato, o sinal auxiliar m_β ($m_\beta = -\cos \theta$). Este sinal de saída está em quadratura com a componente fundamental da tensão de entrada (v_{HFAC}).

Inicialmente, a tensão do barramento de alta frequência é isolada e medida utilizando o circuito de leitura de tensão. Este sinal de tensão é enviado para um circuito comparador (LM339), para converter o sinal senoidal em um sinal de onda quadrada, com nível TTL, que é enviado ao pino de entrada (PDI) do circuito integrado MAX038.

O circuito integrado MAX038 é utilizado na função PLL, utilizando o detector de fase interno, existente neste circuito. A forma de onda de saída selecionada é do tipo senoidal, o que é obtido fazendo $A_1 = 5V$ e $A_0 = X$ ^[65]. Na saída deste circuito, no pino #19, obtém-se a função $\cos \theta$. Após, é utilizado um amplificador operacional (TL072), em um circuito somador inversor com ganho ajustável, para ajuste de amplitude e de *offset*. Como resultado, o sinal de saída do circuito já é o sinal $-\cos \theta$, com amplitude de -1 a $+1$, e com *offset* nulo.

Ajuste básico do circuito:

- Aplicando o sinal de entrada na frequência desejada, ajustar o potenciômetro P_1 até obter uma frequência similar à do sinal de entrada.
- Ajustar o potenciômetro P_2 até que o circuito sintonize e que seja obtida uma diferença de fase de 90° entre o sinal de entrada e o sinal de saída.
- Ajustes adicionais em P_2 irão determinar a banda de sintonia do PLL.
- Ajustar os potenciômetros P_3 e P_4 para obter uma amplitude de -1 a $+1$ volts, com offset nulo.

A Figura VIII.1 apresenta o diagrama de blocos deste sistema de *phase-locked loop*.

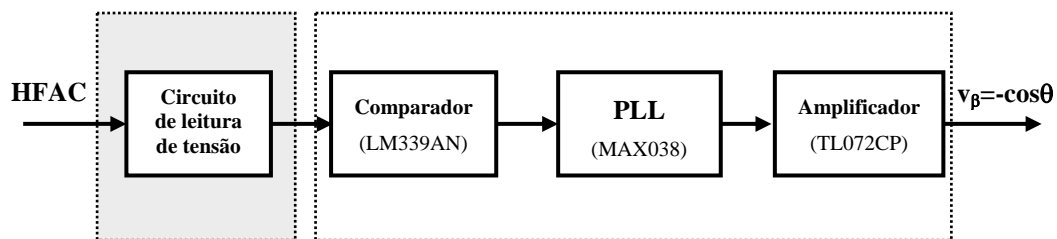


Figura VIII.1 – Diagrama de blocos do circuito de PLL usando o MAX038

As Figuras VIII.2 a VIII.5 apresentam, em detalhe, alguns dos circuitos mostrados no diagrama de blocos da Figura VIII.1: a Figura VIII.2 apresenta o circuito comparador, utilizando o circuito integrado LM339AN (fabricado pela Texas Instruments ^[66]); a Figura VIII.3

apresenta o circuito de PLL, baseado no circuito integrado MAX038CPP; e a Figura VIII.4 apresenta o circuito do amplificador com ajuste de ganho e offset, utilizando o amplificador operacional TL072CP ^{[64],[67]}.

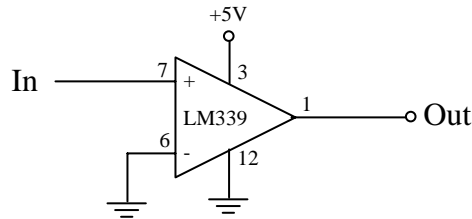


Figura VIII.2 – Circuito comparador, utilizando o LM339

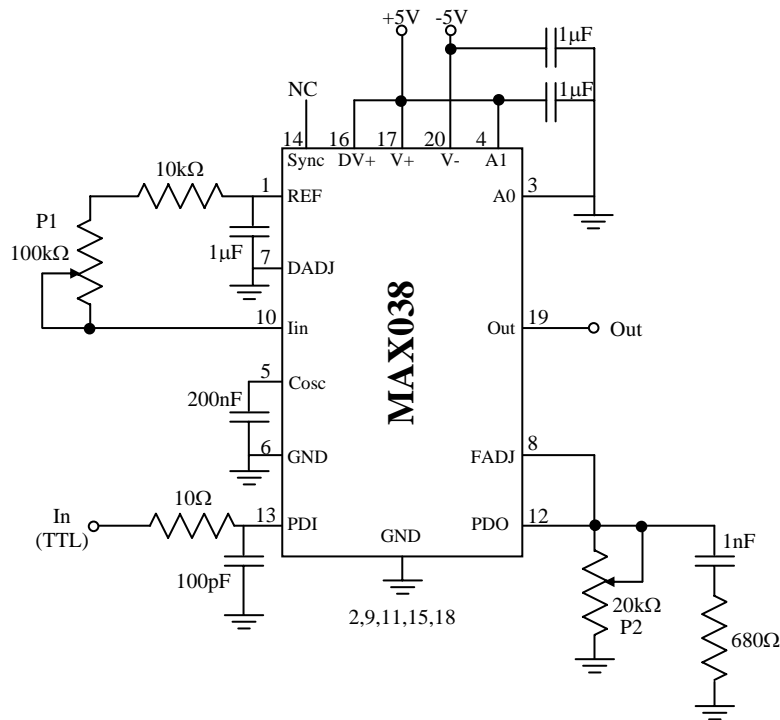


Figura VIII.3 – Circuito integrado MAX038 – conectado para operar como PLL e gerar uma onda senoidal na saída

Com relação ao circuito da Figura VIII.3, valem os seguintes comentários ^[65]: os capacitores de desacoplamento devem ser de

cerâmica ou de multicamadas; os resistores devem ter tolerância de 1%; não é indicado utilizar soquete do tipo *DIP* para o circuito integrado (tempo de solda máximo de 10 s, temperatura de 300°C); o sinal de entrada deve possuir nível TTL; a forma de onda do sinal de saída é ajustada através de A_0 e A_1 (se $A_1=1$, saída senoidal, independente de A_0); o potenciômetro P_1 é utilizado para definir a frequência fundamental do sinal de saída; o potenciômetro P_2 é usado pra definir a faixa de captura do PLL.

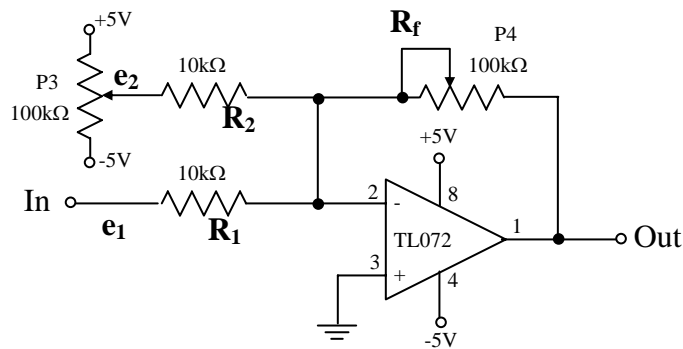


Figura VIII.4 – Circuito amplificador com ajuste de *offset*, utilizando o circuito integrado TL072CP

No circuito da Figura VIII.4, o sinal de saída é dado por ^[64]:

$$v_o = -R_f \cdot \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \right) \quad (\text{VIII.1})$$

As Figuras VIII.5 à VIII.9 apresentam resultados de alguns testes com o circuito de PLL. A Figura VIII.5 foi obtida para uma entrada em onda quadrada, gerada com o gerador de funções (sem utilizar o circuito comparador – ver Figura VIII.1).

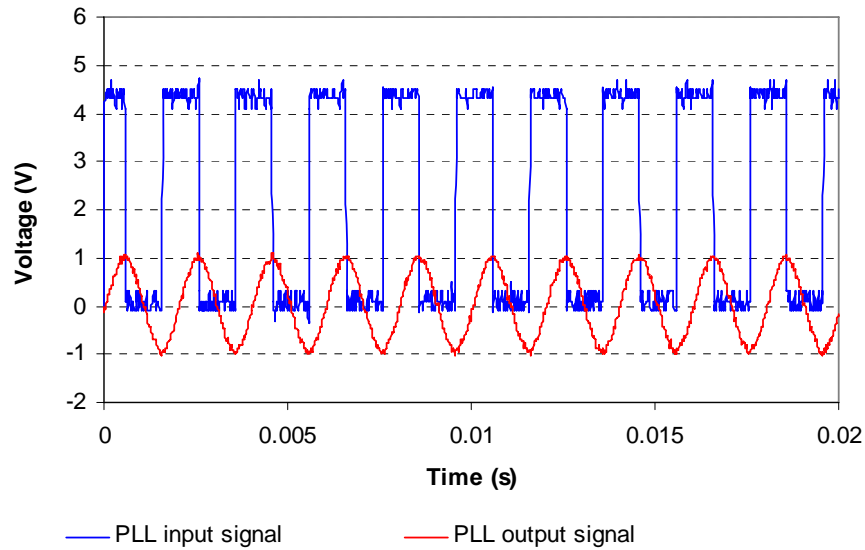


Figura VIII.5 – Resposta do circuito de PLL pra uma entrada em onda quadrada, com frequência de 500 Hz

A Figura VIII.6 apresenta o sinal de entrada e de saída do circuito de PLL, para uma entrada em onda senoidal, com frequência de 500 Hz, obtida através do gerador de funções (com o circuito comparador incluído – ver Figura VIII.1).

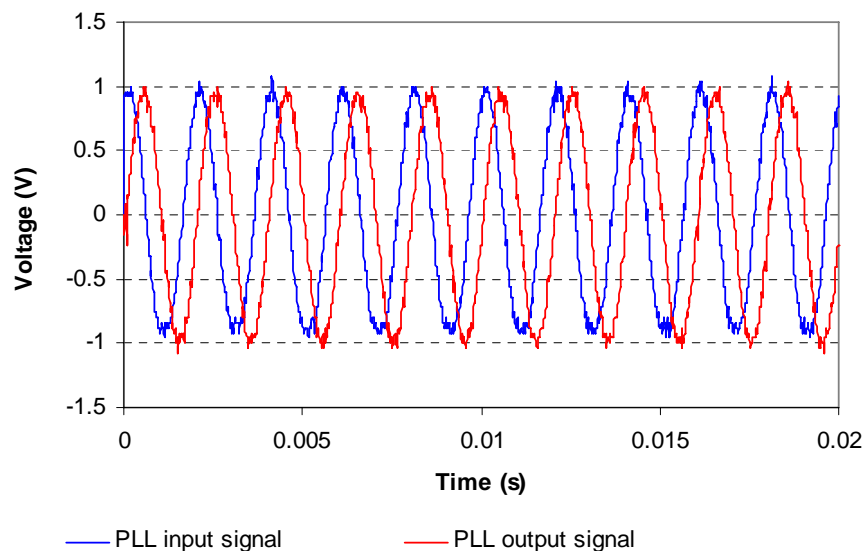


Figura VIII.6 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 500 Hz

As Figuras VIII.7 e VIII.8 apresentam a resposta do circuito de PLL para entradas senoidais, com frequência de 480 Hz e de 520 Hz, respectivamente. Estas figuras demonstram a faixa de captura do circuito de PLL.

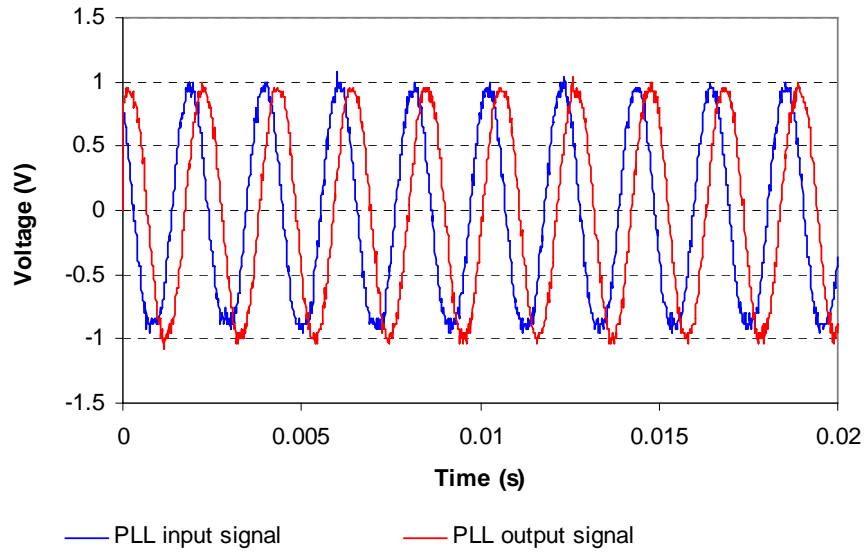


Figura VIII.7 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 480 Hz

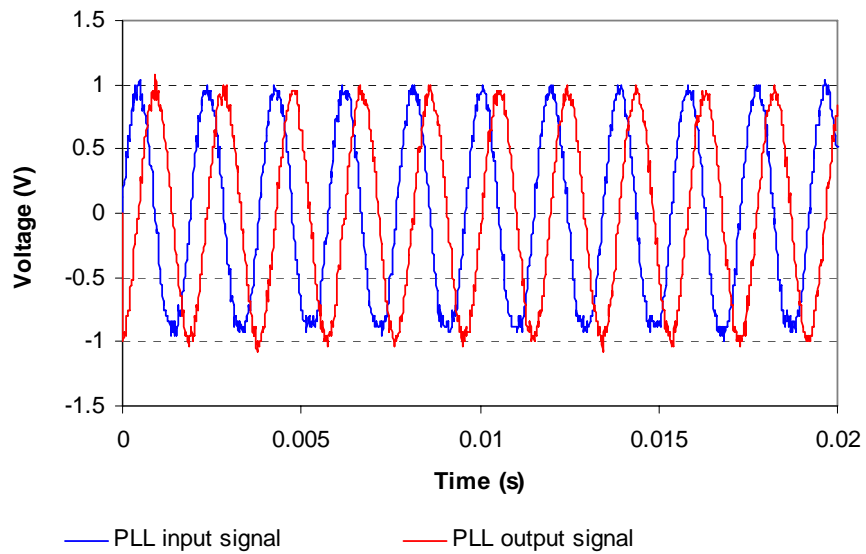


Figura VIII.8 – Resposta do circuito de PLL para uma entrada do tipo senoidal, com frequência de 520 Hz

A Figura VIII.9 apresenta o sinal da tensão de entrada e de saída do circuito completo, incluindo o sensor de leitura de tensão. A tensão de entrada foi lida a partir do barramento de alta frequência da *Micro-rede*, que, para este teste, estava gerando uma tensão com frequência de 500 Hz. Pode-se observar pelos resultados que o circuito apresentou uma boa resposta, e que o sinal gerado à partir da tensão presente no barramento de alta frequência está em quadratura com este sinal de entrada, apresenta nível de -1 a $+1$ e offset nulo.

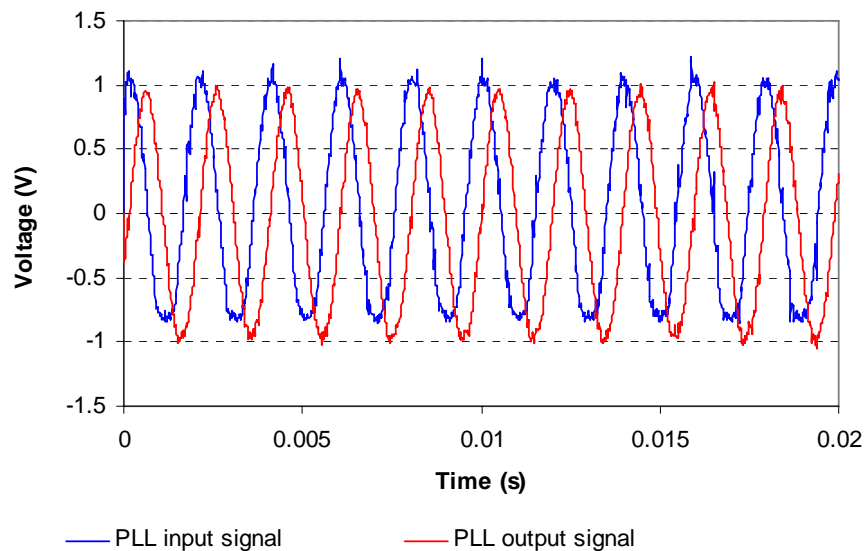


Figura VIII.9 – Resposta do circuito de PLL para a leitura da tensão no barramento de alta frequência

Para finalizar, a Figura VIII.10 apresenta uma fotografia do circuito desenvolvido, mostrando as conexões de entrada/saída e os potenciômetros para ajustes, e a Figura VIII.11 apresenta o diagrama completo do circuito de PLL, cuja entrada é a tensão no barramento de alta frequência e cuja saída é a tensão de referência v_{β} .

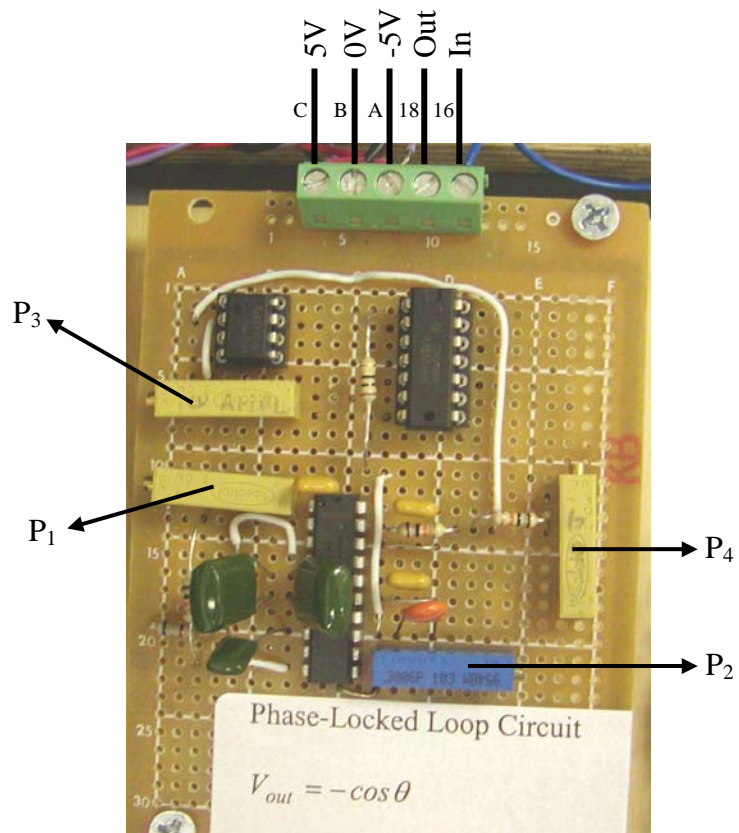


Figura VIII.10 – Fotografia do circuito de PLL

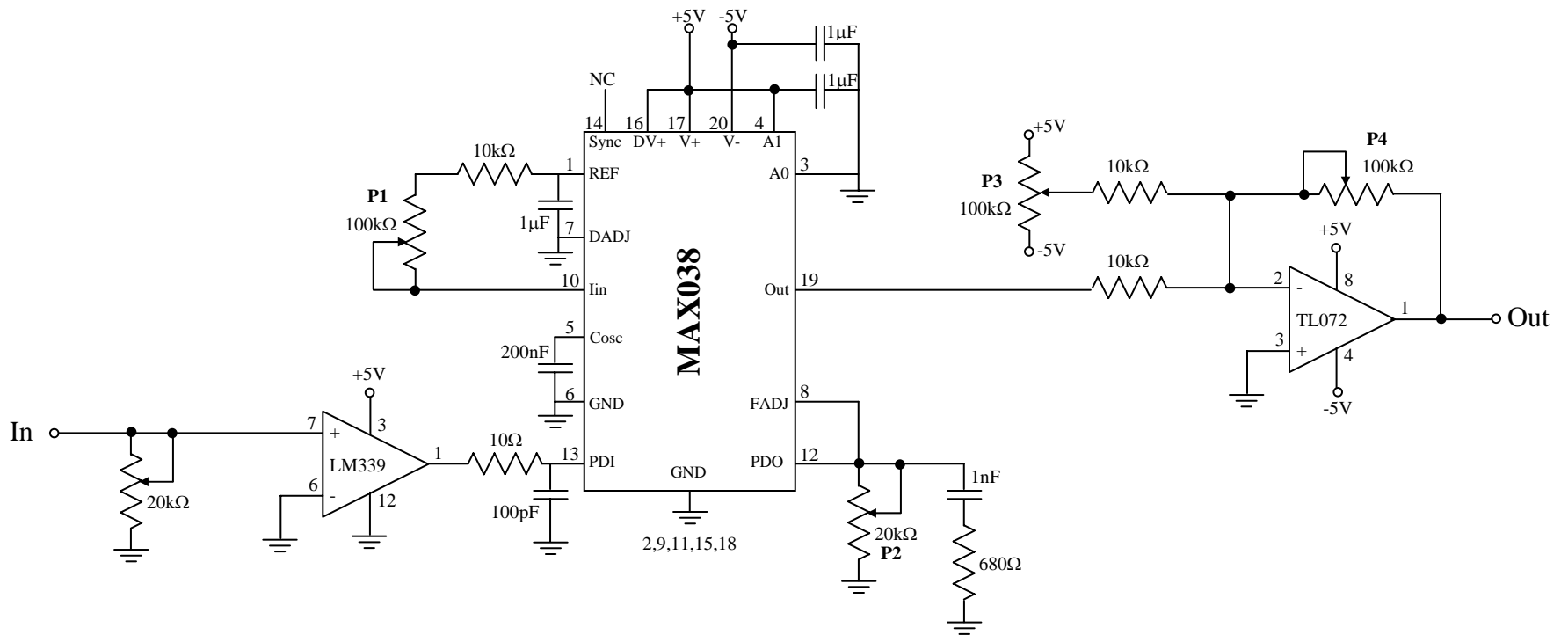


Figura VIII.11 – Diagrama completo do circuito de PLL

DIAGRAMAS DO PROGRAMA LABVIEW PARA O PROTÓTIPO DE *MICRO-REDE*

O programa LabView[®], Versão 7.0, foi utilizado para a implementação da Teoria p-q para o protótipo de *Micro-rede* desenvolvido no laboratório. O LabView[®] trabalha com o conceito de instrumento virtual (VI – *Virtual Instrument*), onde cada rotina é tratada como um módulo (ou um objeto), que possui entradas e saídas e que pode ser testado e rodado independentemente dos outros VIs.

Outra característica do LabView[®] é que este utiliza duas janelas para cada VI (com exceção da declaração de variáveis globais): uma janela de interface com o usuário, chamada de painel de controle, e a programação, propriamente dita, onde são realizadas as funções necessárias para o VI.

Os VIs utilizados para cada uma das etapas de implementação da Teoria p-q são descritos neste anexo. Ao final do anexo, é apresentado o VI do protótipo, de forma completa, que utiliza os demais VIs apresentados.

IX.1 Filtro Digital de Sinais

Para isolar os componentes de potência para obtenção dos sinais de referência de compensação, é necessário utilizar-se filtros digitais passa-alta ou passa-baixa. Esta seção apresenta o projeto de tal filtro e o diagrama de blocos do LabView para esta implementação, bem como alguns resultados obtidos em simulações.

Quando a Teoria p-q é aplicada no circuito, os sinais médios são os que contém as componentes desejadas, conforme detalhado no Capítulo 4. Assim, para o isolamento destes sinais, considera-se um filtro passa-baixa do tipo Butterworth, de 2ª ordem, com frequência de corte de 40 Hz, ganho unitário e fator de amortecimento (*damping factor*) de 0,7. De forma similar, um filtro passa-alta poderia ser considerado. A função de transferência para este filtro é dada por:

$$G(s) = \frac{K\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{IX.1})$$

onde: ω_c é a frequência de corte, em rad/s ($= 2.\pi.40$); ξ é o fator de amortecimento ($= 0,7$) e K é o ganho do filtro ($= 1$).

A Figura IX.1 apresenta o diagrama de Bode para a função de transferência do filtro analógico considerado, enquanto que a Figura IX.2 apresenta o lugar das raízes para os pólos e zeros desta função. Observa-se nestas figuras que o amortecimento e fase são nulos para sinais CC, como esperado.

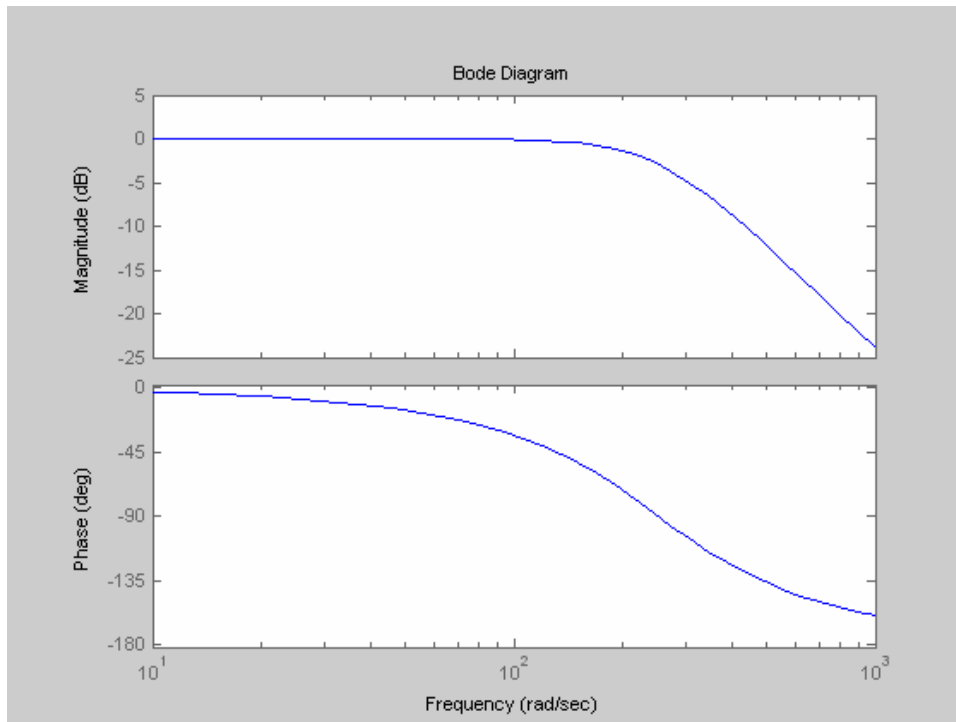


Figura IX.1 – Diagrama de Bode para o filtro passa-baixa

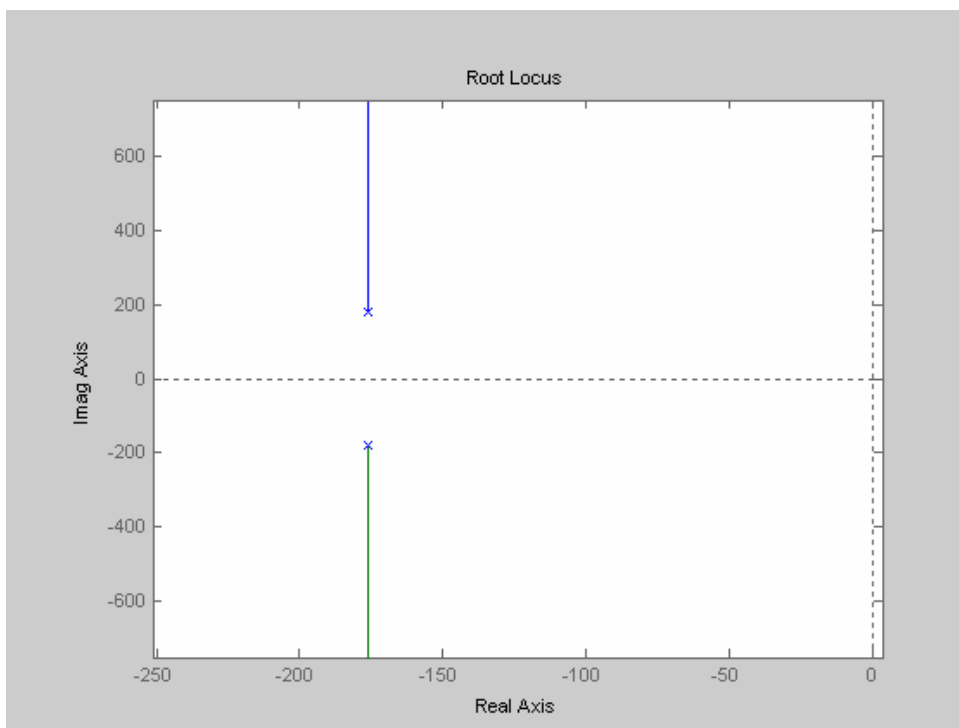


Figura IX.2 – Lugar das raízes para o filtro passa-baixa

Utilizando o MatLab (função *c2d – continuous to discrete*), obtém-se a seguinte função discreta:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_1z + a_2}{z^2 + b_1z + b_2} \quad (\text{IX.2})$$

onde a_i e b_i são os coeficientes do filtro digital, $Y(z)$ é o vetor representando os elementos de saída do filtro e $X(z)$ é o vetor representando os elementos do sinal de entrada do filtro.

Finalmente, a saída digital do filtro, para cada instante de amostragem k , é dada por:

$$y(k) = a_1x(k) + a_2x(k-1) - [b_1y(k-1) + b_2y(k-2)] \quad (\text{IX.3})$$

Para os parâmetros considerados para o filtro e considerando um período de amostragem de 10 kHz (típico), obtém-se os seguintes valores para os coeficientes do filtro passa-baixa:

$$a_1 = 0.001234$$

$$a_2 = 0.001205$$

$$b_1 = -1.93$$

$$b_2 = 0.932$$

Para finalizar a discretização da função de transferência para o filtro passa-baixa, a saída deve ser multiplicada por um fator de ajuste, para que o ganho CC final do filtro digital obtido seja o mesmo do

filtro analógico. Para a discretização do filtro Butterworth com os parâmetros utilizados, este fator de ajuste é igual a 0.82.

A implementação do filtro digital no LabView é representada pelo VI representado na Figura IX.3. Basicamente, este VI apresenta a implementação da Equação (IX.3), sendo que o sinal filtrado é obtido após a multiplicação por 0.82.

Para demonstrar a efetividade do VI implementado, as figuras seguintes apresentam resultados de simulações com este VI. A Figura IX.4 apresenta um determinado sinal de entrada a ser filtrado, correspondente a um sinal retificado em meia-onda, com amplitude máxima de 10 V. De acordo com a teoria de circuitos elétricos, o valor médio de uma forma retificada em meia onda deve ser da ordem de 0.318 vezes o valor de pico, que está de acordo com o valor obtido pelo filtro digital, conforme apresentado na Figura IX.5.

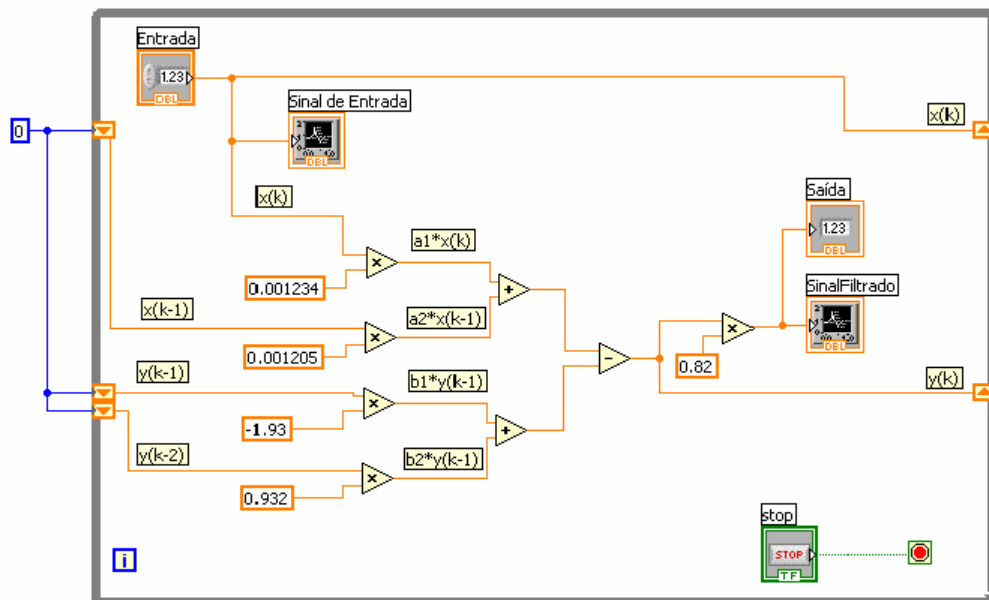


Figura IX.3 – Diagrama de blocos para o filtro passa-baixa

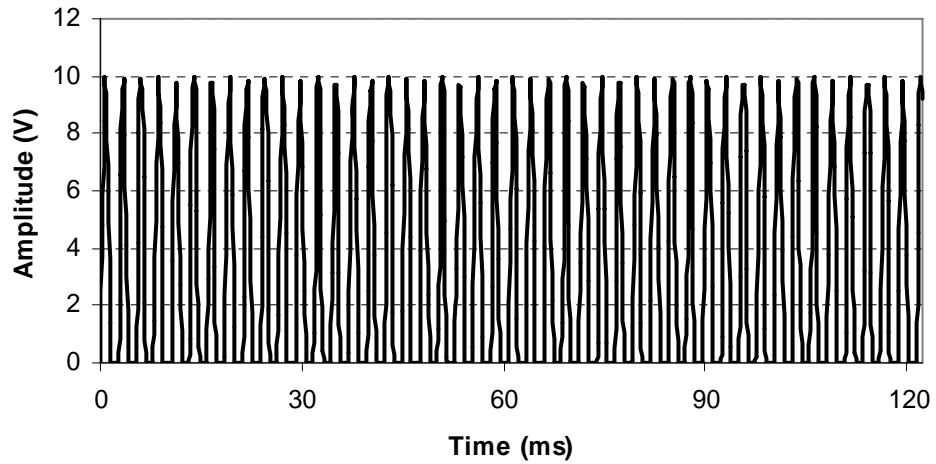


Figura IX.4 – Sinal a ser filtrado pelo filtro digital

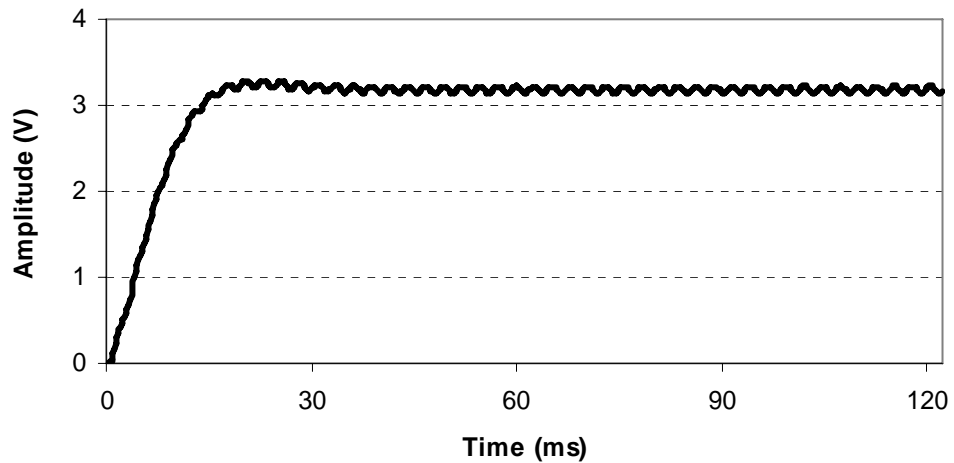


Figura IX.5 – Sinal obtido na saída do filtro digital

IX.2 Deslocamento de Fase

Para obter-se os sinais nas fases alfa e beta, é necessário deslocar-se a fase do sinal de 90° . Para isto, o circuito implementado no LabView armazena os dados na forma de registro, para que possam ser recuperados os dados com 90° de defasagem. Desta forma, este VI

apresenta na sua saída o sinal original (considerado na fase alfa) e o mesmo sinal defasado de 90° (considerado na fase beta).

Para determinar-se o número de elementos a serem deslocados no registro para obter-se 90° de defasagem, deve-se conhecer a frequência de amostragem e a frequência do sinal a ser deslocado. Assim, para uma frequência de amostragem de 50 kHz, por exemplo, e para a frequência base de 400 Hz, temos que o número de pontos por ciclo da fundamental é dado por:

$$N = \frac{f_s}{f_b} = \frac{50000}{400} = 125 \quad (\text{IX.4})$$

Assim, para cada ciclo da forma de onda de entrada, existem 125 pontos que representam este ciclo. Estes 125 pontos corresponde a 360° da forma de onda original. Para obter-se 90° de defasagem, deve-se dividir este número por 4, obtendo-se ~ 31 pontos.

Desta forma, o sinal na fase alfa e o sinal na fase beta se relacionam por:

$$Y_\beta[k] = X_\alpha[k - N/4] \quad (\text{IX.5})$$

Ou seja, para um determinado instante de amostragem k , o sinal na fase beta é dado pelo sinal na fase alfa defasado de $N/4$ ($=31$, neste caso).

A Figura IX.6 representa esta construção de um sinal defasado de 90° ($1/4$ de ciclo da fundamental) para circuitos digitais.

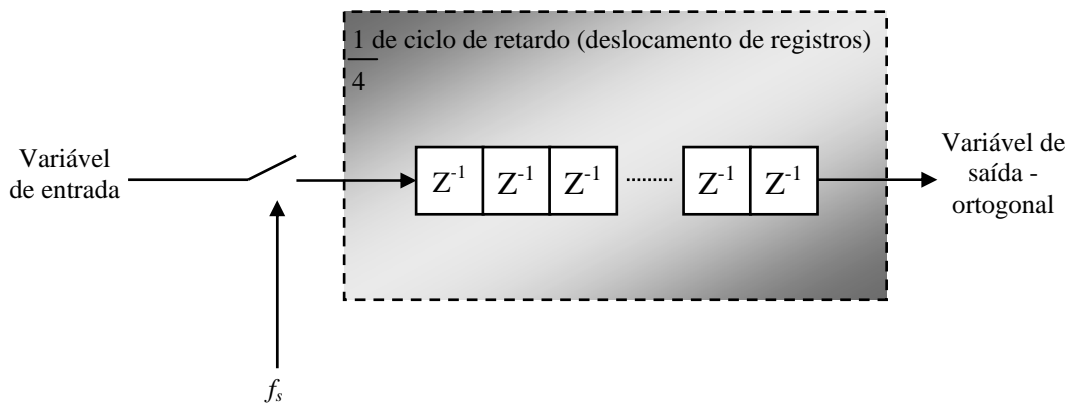


Figura IX.6 – Obtenção de um sinal defasado de 90°

A Figura IX.7 apresenta o diagrama de blocos do programa implementado no LabView para a obtenção dos sinais na fase beta.

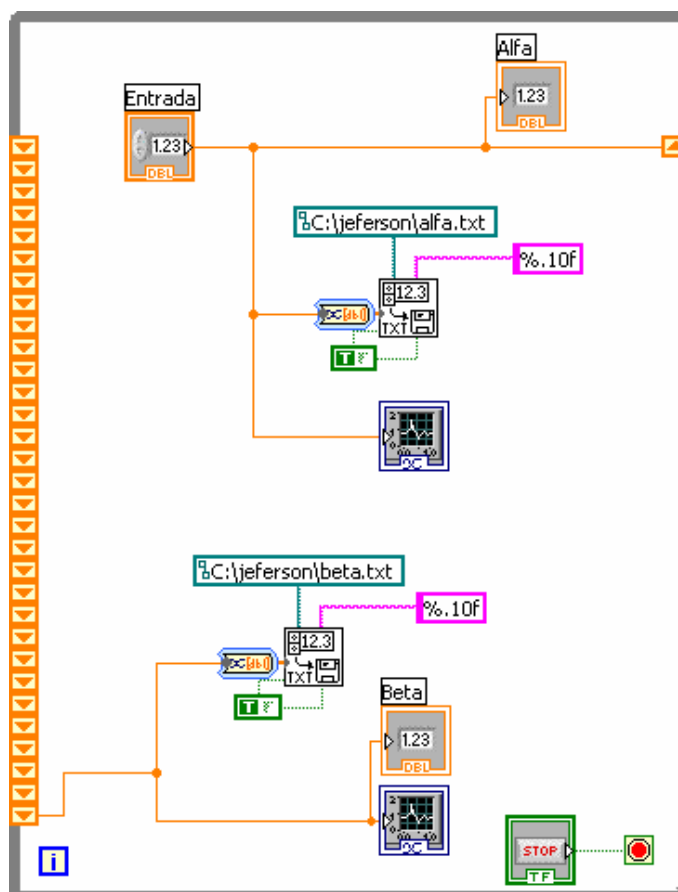


Figura IX.7 – Diagrama de blocos para obtenção de um sinal defasado de 90°

Como exemplo da aplicação deste VI, a Figura IX.8 apresenta duas formas de onda: uma na fase alfa e outra na fase beta, defasada de 90° .

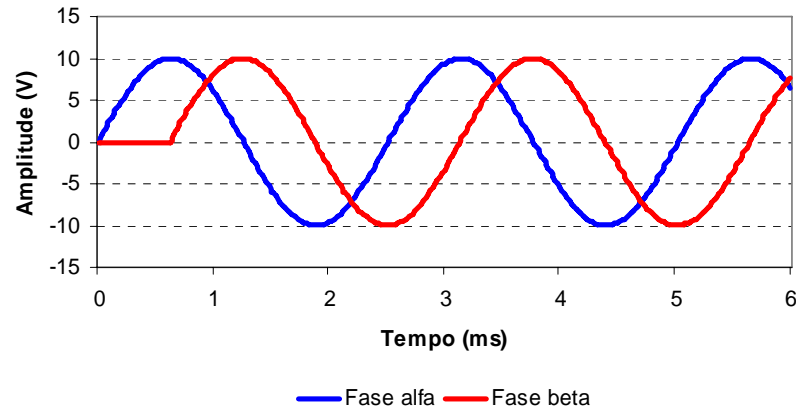


Figura IX.8 – Formas de onda nas fases alfa e beta

IX.3 Cálculo dos Sinais de Potência Auxiliares

O VI representado na Figura IX.9 foi implementado para o cálculo dos sinais de potência auxiliares p' e q' .

IX.4 Cálculo da Corrente de Compensação de Referência

O VI representado na Figura IX.10 foi implementado para o cálculo da corrente de compensação de referência (i_c^*).

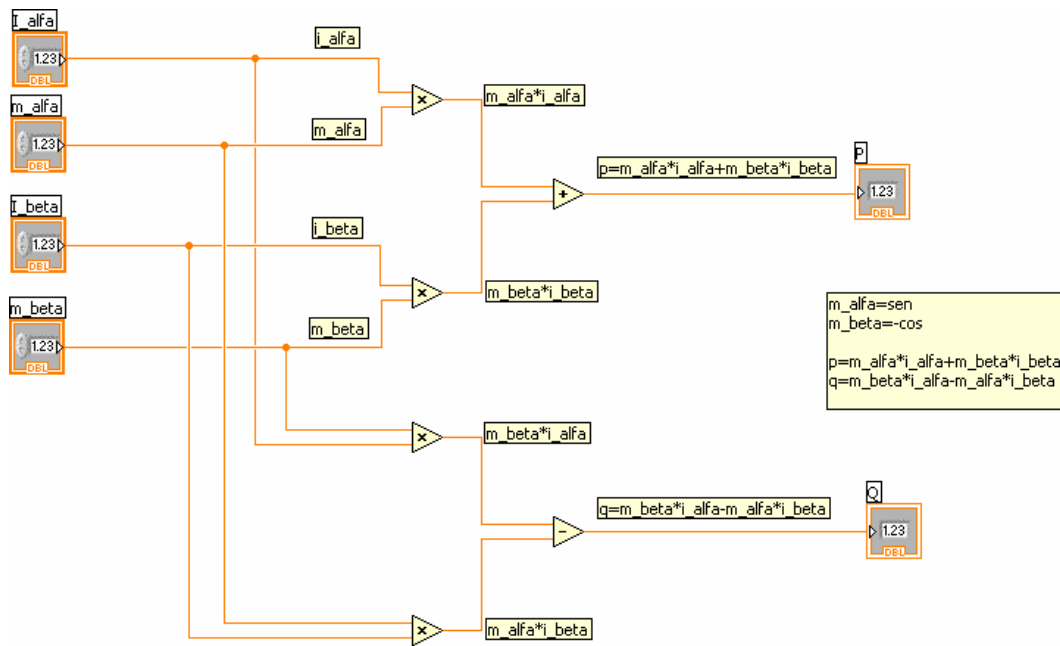


Figura IX.9 – Diagrama de blocos do VI para cálculo de p' e q'

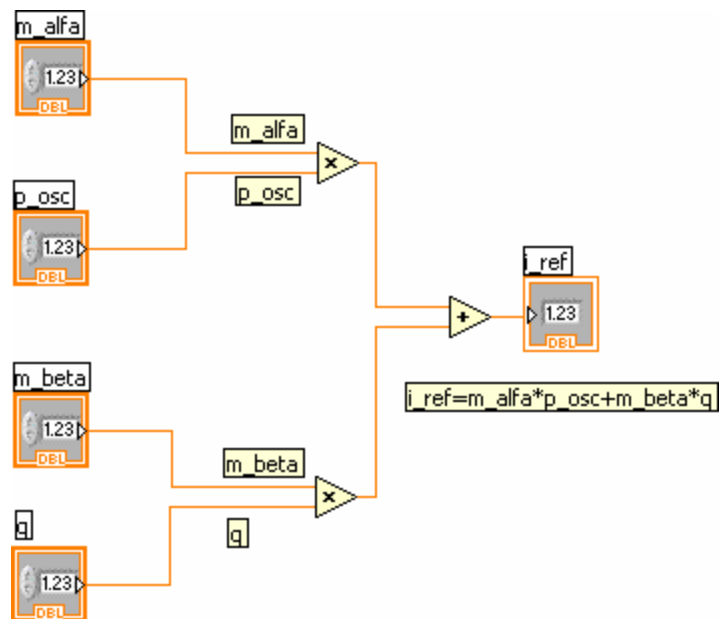


Figura IX.10 – Diagrama de blocos do VI para cálculo da corrente de referência

IX.5 Teoria p-q Implementada no LabView

A Figura IX.11 apresenta o VI principal, com a implementação da Teoria p-q no LabView, integrando os demais VI's apresentados nas seções anteriores.

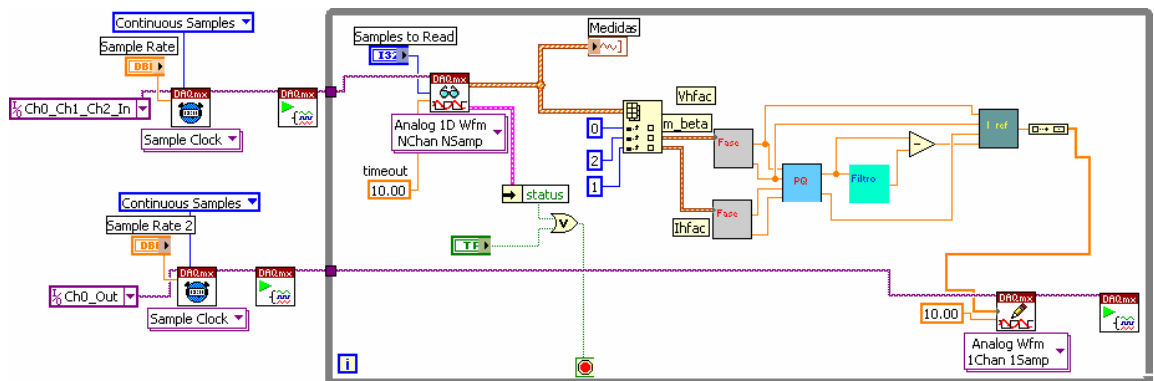


Figura IX.11 – Diagrama de blocos do VI para implementação da Teoria p-q