



DESENVOLVIMENTO DE PROTÓTIPO DE CARGA FICTÍCIA
MONOFÁSICA PARA ENSAIO EM MEDIDOR DE ENERGIA ELÉTRICA

José Henrique de Melo Luna

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Março de 2018

DESENVOLVIMENTO DE PROTÓTIPO DE CARGA FICTÍCIA
MONOFÁSICA PARA ENSAIO EM MEDIDOR DE ENERGIA ELÉTRICA

José Henrique de Melo Luna

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

Prof. Maria Dias Bellar, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
MARÇO DE 2018

Luna, José Henrique de Melo

Desenvolvimento de protótipo de carga fictícia monofásica para ensaio em medidor de energia elétrica/José Henrique de Melo Luna. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XVI, 118 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 90 – 100.

1. Controle Multi-Ressonante. 2. Inversor PWM.
3. Eletrônica de Potência. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Não há como deixar de oferecer esta vitória e agradecer enormemente aos meus pais José Luna de Aguiar e Vera Lúcia de Melo e Silva, que me criaram e me prepararam para levar uma vida de busca pela sabedoria e crescimento pessoal, e aos demais familiares, exemplos de resiliência e obstinação.

Agradeço aos meus amigos pela companhia e horas de risadas, ajudando e me aconselhando.

A todos os amigos do Segel no INMETRO, em especial ao Felipe Padilha e sua família, pela imensa colaboração, me motivando a concluir esta etapa.

Agradeço aos professores da COPPE pelo ensino exemplar que têm nos proporcionado, em especial ao meu orientador Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, por ter acreditado na ideia e pelo apoio ao longo de toda a jornada.

Agradeço a minha esposa, Priscilla de Oliveira Nunes Luna, por estar ao meu lado, sempre sorrindo, cuidando e me levando adiante.

Agradeço a sorte por em vida ter encontrado todos vocês.

Obrigado, pois sozinho não seria ninguém.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

DESENVOLVIMENTO DE PROTÓTIPO DE CARGA FICTÍCIA MONOFÁSICA PARA ENSAIO EM MEDIDOR DE ENERGIA ELÉTRICA

José Henrique de Melo Luna

Março/2018

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Atualmente, uma das principais preocupações da sociedade é a eficiência energética. Esta eficiência está diretamente atrelada à qualidade com que as medições de energia são realizadas. Neste contexto, torna-se indispensável a utilização de medidores de energia confiáveis. Por outro lado, todo e qualquer instrumento de medição, cujo seu resultado seja utilizado numa relação comercial, está sujeito à regulamentação. Sendo assim, para atender à regulamentação vigente e prover confiabilidade às medições de energia, a regulamentação estabelece condições mínimas a serem observadas em inspeções e ensaios destes medidores. Dentre os ensaios, destaca-se o ensaio de exatidão, que tem como finalidade averiguar se os erros do medidor estão dentro do erro máximo admissível. Para realizar o ensaio de exatidão é necessário fazer com que circule pelo medidor sob teste e um outro medidor de referência uma dada energia, comparando o valor medido pelos dois medidores. Objetivando agilidade, o uso da carga fictícia é a forma preferencial de fazer circular energia pelos medidores de forma controlada devido a sua versatilidade, peso reduzido e economia de energia durante o ensaio. No entanto, esta solução ainda é pouco utilizada. Neste sentido, o objetivo deste trabalho de pesquisa é o desenvolvimento de um protótipo de carga fictícia para o ensaio de exatidão de medidores de energia elétrica monofásicos visando suprir a necessidade do Inmetro e seus órgãos delegados.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

DEVELOPMENT OF SINGLE-PHASE DUMMY LOAD PROTOTYPE FOR
TEST IN ELECTRIC ENERGY METER

José Henrique de Melo Luna

March/2018

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

One of society's main concerns today is energy efficiency. This efficiency is directly linked to the quality with which the energy measurements are performed. In this context, it is essential to use reliable energy meters. On the other hand, any measuring instrument, the result of which is used in a commercial relationship, is subject to regulation. Therefore, to comply with current regulations and to provide reliability to energy measurements, the regulations establish minimum conditions to be observed in inspections and tests of these meters. Amongst the tests, the accuracy test, which has as purpose to verify if the errors of the meter are within the maximum permissible error, stands out. To perform the accuracy test, it is necessary to have a given energy circulate through the meter under test and another reference meter, comparing the value measured by the two meters. For agility, the use of the dummy load is the preferred way of circulating energy through the meters in a controlled manner due to their versatility, reduced weight and energy savings during the test. However, this solution is still little used. In this sense, the objective of this research work is the development of a prototype of dummy load for the accuracy test of monophasic electric meters to meet the needs of Inmetro and its delegated bodies.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Abreviaturas	xv
1 Introdução	1
1.1 Apresentação	1
1.2 Contextualização	4
1.2.1 Medidor de Energia Elétrica	5
1.2.2 Metrologia Legal e o processo de verificação	8
1.3 Motivação	10
1.4 Objetivo e Estrutura da Dissertação	15
1.5 Metodologia utilizada	16
2 Carga Fictícia	17
2.1 Descrição e Propósito do Sistema	17
2.2 Revisão Bibliográfica de Estratégias de Controle para Inversores	19
2.3 Estrutura Proposta e Premissas Adotadas na Abordagem do Sistema	25
2.3.1 Inversor de Tensão e Premissas Adotadas	26
2.3.2 Estrutura Proposta e Modelo Matemático do Sistema Físico	28
3 Metodologia Proposta e Simulações	34
3.1 Controle Proporcional e Multi-Ressonante	34
3.2 Projeto do Filtro LC de saída	39
3.3 Projeto do Controlador	46
3.3.1 Projeto de Controlador da Fonte de Tensão	46
3.3.2 Projeto de Controlador da Fonte de Corrente	61
4 Resultados Experimentais	70
4.1 Resultados Experimentais para a Fonte de Tensão	73
4.2 Resultados Experimentais para a Fonte de Corrente	82

5	Conclusões	88
	Referências Bibliográficas	90
A	Apêndice A: Construção do protótipo e Esquema elétrico	101
A.1	Conversor CC-CA	101
A.1.1	<i>Gate Driver</i>	104
A.2	Sensoriamento e condicionamento de tensão e corrente	108
A.2.1	Condicionamento de Tensão	108
A.2.2	Condicionamento de Corrente	111
B	Apêndice B: Desenvolvimento das funções de transferência de malha fechada	116

Lista de Figuras

1.1	Distribuição setorial do consumo de energia elétrica	2
1.2	Evolução do perfil de consumo nacional	2
1.3	Diagrama em blocos genérico de um medidor	5
1.4	Esquema e Representação das ligações internas de um MEE	6
1.5	Representação alternativa dos elementos do medidor	7
1.6	Bancada de ensaio de medidores de energia elétrica	12
1.7	Diagrama de ligação para ensaio utilizando a carga do consumidor . .	12
1.8	Diagrama de ligação do MEE e carga fictícia	13
1.9	Esboço de diagrama de uma UPS	14
1.10	Esboço de diagrama de uma carga fictícia	14
1.11	Corrente experimental de um medidor eletrônico de energia elétrica .	15
2.1	A carga fictícia e suas fontes vistas de forma independente	18
2.2	Sistema de Calibração de Potência	20
2.3	Diagrama de blocos da estratégia de controle com compensador P + ressonante na fundamental e ressonante nos harmônicos	21
2.4	Diagrama em blocos do controlador repetitivo	22
2.5	Corrente experimental de um medidor e seu espectro harmônico . . .	24
2.6	Estrutura de controle baseada em múltiplos controladores ressonantes.	25
2.7	Inversor monofásico Ponte H completa	26
2.8	Chaveamento PWM Unipolar e Bipolar	27
2.9	Estrutura Proposta para a Carga Fictícia	29
2.10	Inversor PWM com filtro LC de saída	30
2.11	Diagrama em blocos da planta da fonte de tensão no domínio da frequência	31
2.12	Inversor PWM com filtro para Fonte de Corrente	32
2.13	Diagrama em Blocos da planta da fonte de corrente no domínio da frequência	32
3.1	Resposta em Frequência do termo Ressonante	35
3.2	Diagrama de Bode das formas ideal e aproximada do RSC	37

3.3	Diagrama de Bode do RSC aproximado para variações em ω_c e K_i . . .	38
3.4	Representação e Diagrama de Bode do MRC	39
3.5	Esquema do filtro LC	39
3.6	Diagrama em blocos do filtro LC	40
3.7	Resposta em magnitude do filtro LC	41
3.8	Diagrama de Bode de um filtro LC com variação do ESR capacitivo .	42
3.9	Variação $ Z \times C$	43
3.10	Tensão de saída e corrente de indutor para filtro com diferentes parâmetros	44
3.11	<i>Ripple</i> na Fonte de Corrente com Filtro indutivo	45
3.12	Controle em Cascata	46
3.13	Representação de esquemas de controle com realimentação	47
3.14	Diagramas da Malha Interna de Controle da Corrente	49
3.15	Diagrama da malha interna de controle da corrente desacoplada . . .	50
3.16	Diagrama de Controle da Malha Interna de Corrente	50
3.17	Diagrama de Blocos da Malha Externa de Controle	52
3.18	Resposta em Frequência da malha de corrente aproximada e exata . .	53
3.19	Margens de Ganho e Fase da malha de controle da Fonte de Tensão .	55
3.20	Comportamento da fonte de tensão e do erro durante degrau de Re- ferência com controle MRC	56
3.21	Comportamento da fonte de tensão e do erro durante degrau de Re- ferência com controle MRC	56
3.22	Planta da Fonte de Tensão simulada no PSIM com malha de controle discretizada	58
3.23	Simulação com degrau de carga linear para fonte de tensão e controle discretizado	59
3.24	Simulação com degrau de carga não linear para fonte de tensão e controle discretizado	59
3.25	Distorção da Fonte de Tensão sob carga não linear com e sem com- pensação harmônica	59
3.26	Simulação discreta com degrau de carga linear (a), não-linear (b) e THD resultante para fonte de tensão com malha interna realimentada pela corrente do capacitor	60
3.27	Mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de tensão	61
3.28	Diagrama de Controle da Corrente	62
3.29	Margens de Ganho e Fase da malha de controle da Fonte de Corrente com compensador Proporcional e MRC	64
3.30	Comportamento da fonte de corrente e do erro durante degrau de Referência com controle MRC	65

3.31	Comportamento da planta e do erro durante degrau de Referência com controle Proporcional	65
3.32	Planta da fonte de corrente simulada no PSIM com malha de controle discretizada	66
3.33	Comportamento da planta e do erro durante degrau de Referência com controle MRC discretizado	66
3.34	Mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de corrente	67
3.35	Formas de onda na saída da Carga Fictícia simulada	68
3.36	Valor médio da potência da carga fictícia referente ao produto $v_O(t) \cdot i_O(t)$	68
3.37	Relação de potências envolvidas na geração da carga fictícia	69
4.1	Esquema do aparato experimental	71
4.2	Forma de onda da tensão de saída e THD para a Fonte de tensão em malha aberta sem carga	73
4.3	Forma de onda da tensão de saída e THD para a Fonte de tensão em malha aberta e carga resistiva	74
4.4	Forma de onda da tensão de saída e THD para a Fonte de tensão em malha aberta e MEE como carga	74
4.5	Forma de onda da tensão de saída e THD para a Fonte de tensão com controle MRC sem carga	75
4.6	Formas de onda da tensão de saída e corrente de carga e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC e carga resistiva	75
4.7	Formas de onda da tensão de saída e corrente de carga e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC e MEE como carga	76
4.8	Distorção da Fonte de Tensão sob carga não linear com e sem compensação harmônica	77
4.9	Formas de onda da tensão de saída e corrente de carga e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC sem pré-compensação e MEE como carga	77
4.10	Formas de onda da tensão de saída, corrente de carga, corrente de capacitor e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor sem carga . . .	78
4.11	Formas de onda da tensão de saída, corrente de carga, corrente de capacitor e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor e carga resistiva	79

4.12	Formas de onda da tensão de saída, corrente de carga, corrente de capacitor e THD da tensão de saída para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor e MEE como carga	79
4.13	Controle da tensão com realimentação da corrente do indutor e do capacitor durante degrau de carga resistiva	80
4.14	Controle da tensão com realimentação da corrente do indutor e do capacitor durante degrau de carga não linear	81
4.15	THD da Fonte de Tensão com controle MRC atuando apenas na fundamental	81
4.16	Forma de onda, Espectro e Distorção Harmônica da Corrente de saída para controle MRC e Transformador	83
4.17	Amplitude e THD da corrente de saída com controle MRC e Transformador - Fluke 43B	83
4.18	Fonte de Tensão e de Corrente da carga fictícia com controle MRC	84
4.19	Potência Fictícia equivalente gerada pelo sistema	84
4.20	Consumo	85
4.21	Potência gerada para diferentes condições de defasagem da corrente	85
4.22	Amplitude e THD com controle MRC e com controle ressonante apenas na fundamental	86
4.23	Protótipo do sistema utilizado para obtenção dos resultados experimentais	87
A.1	Inversores	103
A.2	Indutâncias parasitas	104
A.3	Inclusão de Capacitor para redução de EMI	105
A.4	Mosfet Gate Drive	105
A.5	Topologia de um inversor e gate driver	106
A.6	Gate Driver Optoacoplado	107
A.7	Gate Driver com Circuito de Bootstrap	108
A.8	Divisores Resistivos	109
A.9	Amplificador Isolador	110
A.10	Diagrama do Condicionamento de Tensão	110
A.11	Circuito de condicionamento de tensão	111
A.12	Shunt fabricado com Liga Manganina	112
A.13	Transformador de corrente básico	113
A.14	Princípio do Efeito Hall	113
A.15	Esboço de sensor de corrente baseado no efeito Hall	114
A.16	Circuito de condicionamento de corrente	115

B.1	Diagrama completo do controle da Fonte de Tensão	116
B.2	Desenvolvimento da função de transferência $\frac{v_O}{v_O^*}$ da fonte de tensão . .	117
B.3	Diagrama completo e desenvolvimento da função de transferência $\frac{i_O}{i_O^*}$ da fonte de corrente	118

Lista de Tabelas

1.1	Limites de erro percentuais para medição de energia ativa em campo	7
1.2	Limites de erro percentuais para medição de energia ativa em laboratório	7
3.1	Comparação entre os valores obtidos para os componentes do filtro LC	44
3.2	Parâmetros da planta da Fonte de Tensão	51
3.3	Ganhos do Controle para Fonte de Tensão	55
3.4	Parâmetros da planta da Fonte de Corrente	63
4.1	Parâmetros da planta da Fonte de Tensão	75
4.2	Parâmetros da planta da Fonte de Corrente	82

Lista de Abreviaturas

f_{sw}	Frequência de Chaveamento, p. 27–29, 39, 40
ADC	Conversor Analógico-Digital, p. 70, 105–108
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica, p. 4, 5, 10, 17
Abradee	Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica, p. 2, 4
CF	Carga Fictícia, p. 17–20, 23, 25, 29
Filtro LC	Filtro indutivo-capacitivo passa-baixas de segunda ordem, p. 16, 29, 30, 39–44, 69, 70, 99
HSSw	Chave no lado alto, do inglês <i>high-side switch</i> , p. 102–104
Inmetro	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, p. 8, 9, 11, 17
LSSw	Chave no lado baixo, do inglês <i>low-side switch</i> , p. 102, 103
MCU	Microcontrolador, p. 68, 102, 104
MEE	Medidor de Energia Elétrica, p. 4–13, 15, 16, 18, 19, 23, 24, 30, 66, 70, 71, 74, 76, 80, 81
MOSFET	Acrônimo de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, ou Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido, p. 26, 69, 99
MRC	Controle Proporcional + Multi-Ressonante, p. 38, 46–48, 52–55, 58, 60, 61, 63, 64, 66, 72, 74–77, 83, 84
OIML	Organização Internacional de Metrologia Legal, p. 8, 9
PACS	Programmable AC Source, p. 20, 21, 23

PCB	Placa de Circuito Impresso, do inglês <i>Printed Circuit Board</i> , p. 68
RSC	Controle Ressonante, p. 34–38
RTM	Regulamento Técnico Metrológico, p. 9, 11, 15
THD	Distorção Harmônica Total, do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i> , p. 19, 21, 23, 45, 58, 60, 71, 74–77, 80, 83, 84
UPS	Fonte Ininterrupta de Energia, do inglês <i>Uninterruptible Power Supply</i> , p. 13, 14, 20, 21, 23, 42
VSI	Voltage Source Inverter, p. 20, 23, 98

Capítulo 1

Introdução

1.1 Apresentação

O desenvolvimento das técnicas de medição de energia buscou sempre acompanhar o progresso dos sistemas elétricos. No final do século XIX, época em que a eletricidade era utilizada essencialmente para energizar lâmpadas, surgiu a primeira patente conhecida de um medidor. Datada de 1872, tal instrumento era baseado num relógio que registrava o tempo que a lâmpada permanecia acesa, basicamente a única carga existente na época [1]. Com a implantação e crescimento de sistemas de corrente alternada e o aumento no uso de motores, surgiu a necessidade de medidores capazes de levar em consideração as variações de tensão e fator de potência. Surge então, em 1894, o primeiro medidor de energia elétrica ativa baseado no princípio de indução, pesando cerca de 18 kg. Ao longo do tempo, melhorias nos projetos acarretaram em redução de peso e melhoria na estabilidade, consolidando esta tecnologia que dominou o mercado por mais de um século [2].

Com a evolução da eletrônica, paradigmas continuaram a ser superados, o que tornou os medidores eletromecânicos baseados no princípio de indução obsoletos, o que, aliado ao alto custo de materiais essenciais, como o cobre e o ferrite, culminou com o fechamento da última fábrica de medidores eletromecânicos no Brasil em meados de 2017 [3]. Proporcionando vantagens que vão além de aspectos metrológicos como uma melhor classe de exatidão, a medição eletrônica viabilizou recursos tais como a medição de energias ativa e reativa nos dois sentidos de fluxo de energia, medição e armazenamento de outras grandezas que incluem demanda, tensão, corrente e monitoramento de qualidade de energia, tornando irreversível a migração do parque para medição eletrônica.

A necessidade de redução do impacto ambiental e de custo na geração tem impactado o desenvolvimento tecnológico dos sistemas elétricos. Buscando incessantemente a redução das perdas e mirando a economia de energia na área residencial,

cujo consumo vem aumentando ao longo dos anos, os agentes do setor empenham-se à elaboração de novas formas de gerenciar os sistemas de medição, que possam contribuir significativamente para esse objetivo. O foco no segmento residencial se justifica ao analisar o gráfico exibido na Figura 1.1, onde dados elaborados pela Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica - Abradee [4], mostram a distribuição de consumo de energia elétrica referente ao ano de 2016, com o setor residencial superando os demais.

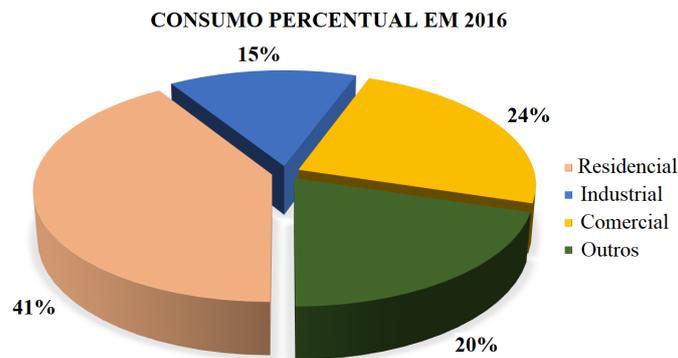


Figura 1.1: Distribuição setorial do consumo de energia elétrica
Fonte: [4]

Somado a esse perfil de consumo, a partir dos dados disponíveis e coletados em [4], é possível observar na Figura 1.2 a evolução do perfil de consumo nacional entre os anos de 2007 a 2016, com a linha de tendência indicando claramente a queda percentual na participação da indústria em contrapartida do crescimento da participação ao grupo residencial, com os demais grupos se mantendo relativamente estáveis.

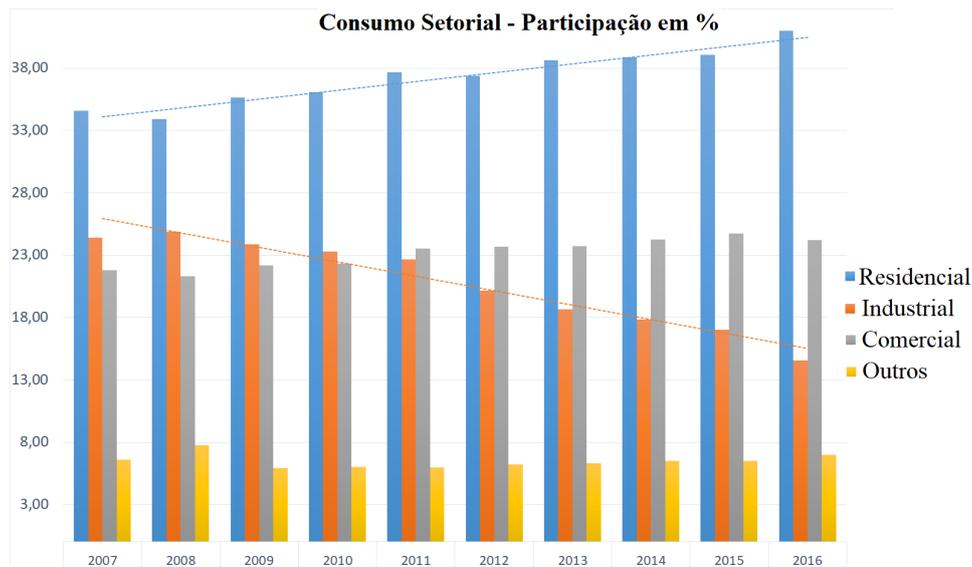


Figura 1.2: Evolução do perfil de consumo nacional
Fonte: [4]

A disponibilidade tecnológica associada à necessidade do uso eficiente da energia

elétrica resultou no surgimento do *smart grid* ou redes inteligentes, onde medidores inteligentes (*smart meters*), em conjunto com uma infraestrutura de telecomunicações, fornecem informações ao usuário além da tradicional indicação de consumo de energia. Do lado da concessionária, permite ainda a coleta remota de dados, automatizando o processo de leitura para faturamento, monitoramento em tempo real da qualidade e do consumo de energia, além de conferir ganhos em eficiência e possibilidade de melhor qualidade e confiabilidade dos serviços [5].

Transformações nas formas de geração de energia para atender à demanda crescente também têm impulsionado o desenvolvimento de novos conceitos como geração de energia distribuída, em que o consumidor pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis e fornecer o excedente para a rede de distribuição [6], [7], [8]. Nesta conjuntura, o consumidor passa a ser um elemento ativo no sistema elétrico, o que originou o termo prosumidor, um neologismo do inglês *prosumer*, da junção de produtor + consumidor. O medidor que irá interfacear essa relação deve ser capaz de medir e registrar a energia circulando em ambos os sentidos (medidor bidirecional), onde o consumo a ser faturado será a diferença entre a energia consumida e a injetada no sistema [9].

Buscando um uso mais racional e a redução do custo de armazenamento da energia elétrica, em que uma infraestrutura é projetada de forma a suportar os picos de demanda e ficar subutilizada quando esta é inferior à capacidade de geração, foi instaurado no Brasil, à partir de janeiro de 2018, a modalidade tarifária Branca também para consumidores de baixa tensão [10]. Semelhante ao que já é aplicado aos consumidores atendidos em alta tensão, nessa modalidade o consumidor tem a possibilidade de pagar valores diferentes em função da hora e do dia da semana, o que o estimula a adotar hábitos que priorizem o uso da energia fora do período com maior demanda na área de concessão [11]. Para serem habilitados a operar nessa modalidade, os medidores devem ser capazes de registrar o consumo de energia elétrica ativa em pelo menos quatro postos tarifários.

Há ainda o modelo tarifário por pré-pagamento que, apesar de regulamentado desde 2014, não foi implementado até o momento por não existir nenhum medidor aprovado para operar como tal.

Com base neste breve histórico, nota-se como as restrições naturais e a sociedade, que passou a ter um alto nível de dependência da eletricidade, interagiram para tornar a medição de energia fundamental, não só por questões econômicas, mas acima de tudo, por ter se tornado serviço essencial, motivando o constante desenvolvimento de medidores. Apesar das funcionalidades adicionais estarem hoje em destaque, a exatidão da medição é a característica elementar e sua garantia é primordial para a manutenção de toda essa estrutura existente.

1.2 Contextualização

O mercado de energia elétrica brasileiro, segundo a Abradee, contava em 2017 com quase 80 milhões de unidades consumidoras, onde cerca de 85% são consumidores residenciais, cada qual com sua medição de energia individualizada [12]. Sendo o comércio de energia elétrica precificado através do resultado desta medição individualizada, é necessário garantir sua exatidão, proporcionando assim uma troca justa e uma relação de confiança entre as partes. Associada não apenas ao faturamento, a exatidão da medição de energia é de fundamental importância também para outras finalidades tais como planejamento, controle, operação e expansão do sistema [13].

O medidor de energia elétrica (MEE) ocupa lugar central na relação comercial entre distribuidores de energia e consumidores, e a dimensão da sua importância do ponto de vista econômico é demonstrada através de dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), os quais revelam que em 2017, apenas na área de distribuição, agentes do setor auferiram uma receita com consumidores cativos de mais de R\$ 120 bilhões [12]. Esta cifra significativa traz à tona o impacto social da manutenção da exatidão do resultado das medições, já que a arrecadação de impostos ao Estado está diretamente relacionada a esses valores.

Dois eventos historicamente recentes contribuíram para despertar a atenção da sociedade brasileira para a importância da medição: (a) A privatização do setor elétrico brasileiro, iniciada em 1995, com os entes privados buscando reduzir custos e aumentar eficiência [14]; (b) O racionamento de energia em 2001, que provocou mudanças técnicas e comportamentais quanto ao consumo de energia elétrica [15]. Ambos os acontecimentos reforçaram a importância da redução do consumo de energia ativa, com as empresas de distribuição de energia buscando continuamente a diminuição das perdas técnicas e não técnicas em suas áreas de concessão, com o objetivo de maximizar a energia disponível para ser comercializada, o que torna essencial neste cenário a garantia do bom funcionamento do medidor.

Questionamentos a respeito de valores medidos, tanto por parte dos consumidores quanto das concessionárias, são inevitáveis e frequentes. A ANEEL, autarquia responsável por regular o setor elétrico brasileiro, estabelece regras através de Resoluções e Portarias. Por meio da Resolução Normativa nº 414 de 9 de Setembro de 2010, a ANEEL estabeleceu as condições gerais de fornecimento de energia elétrica, dedicando alguns capítulos aos procedimentos a serem adotados em situações de conflito entre distribuidoras e consumidores [16]. Havendo divergência em relação ao resultado da medição, a empresa distribuidora de energia deve realizar ensaios no medidor de energia elétrica para apurar se existe alguma irregularidade. Não havendo concordância acerca dos resultados apresentados neste primeiro contato, é facultativo a ambas as partes solicitar uma posterior verificação pelo órgão me-

trológico, que irá atuar de forma isonômica dando início a um processo denominado verificação subsequente [17], no qual o medidor será submetido a procedimentos estabelecidos por seu regulamento técnico metrológico específico, com inspeções e ensaios de modo a atestar sua conformidade aos requisitos que serão abordados à frente.

1.2.1 Medidor de Energia Elétrica

O MEE é o instrumento destinado a medir a energia elétrica através da integração da potência em relação ao tempo [18]. Atualmente podem ser eletromecânicos, que funcionam pelo princípio da indução eletromagnética, ou eletrônicos, que fazem uso de circuitos para produzir uma informação de saída proporcional à quantidade de energia medida [18].

O medidor eletromecânico, ou tipo indução, foi a tecnologia predominante durante muitas décadas, em razão de sua simplicidade, robustez e durabilidade. No entanto, o interesse e incentivo à instalação de medidores eletrônicos foi ampliado nos últimos anos, sendo descontinuada a instalação de novos medidores eletromecânicos. As principais razões da preferência pelo medidor eletrônico são sua melhor exatidão e funcionalidades tais como: comunicação remota que possibilita leitura automática dos registros do medidor e monitoramento quase instantâneo do consumo de energia, registro de informações complementares além da energia, possibilidade de tarifação diferenciada por posto horário, além de ações como corte e religamento do fornecimento de energia de forma remota e individual, oferecendo assim todas as características necessárias à sua integração com as redes inteligentes.

O esquema geral do MEE eletrônico pode ser representado pelo diagrama em blocos apresentado na Figura 1.3.

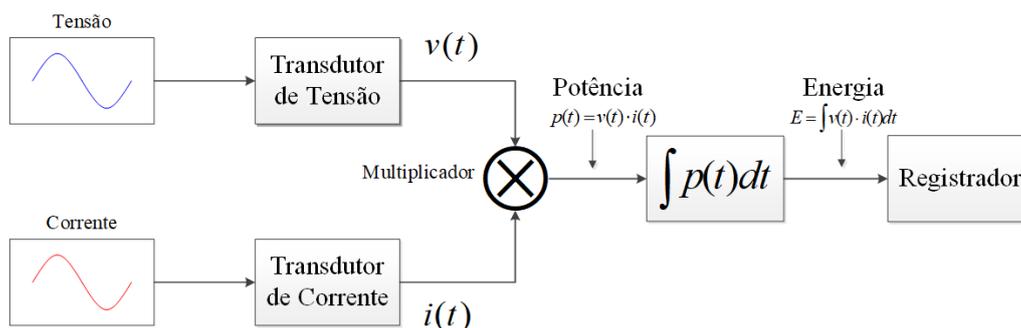


Figura 1.3: Diagrama em blocos genérico de um medidor de energia elétrica
Fonte: Adaptado de [19]

Os transdutores de tensão e corrente são responsáveis por converter e condicionar os sinais de entrada em sinal elétrico compatível com o conversor analógico digital. A informação de potência é determinada realizando a multiplicação dos sinais de tensão e corrente fornecidos pelos transdutores. A energia ativa é obtida através da

integração da potência instantânea, sendo implementada de forma computacional e armazenada no bloco Registrador [19]. Na Figura 1.4a, tem-se o esboço das ligações internas de um MEE monofásico.

Os dois terminais mais internos do medidor monofásico são conectados ao neutro do sistema de distribuição/installação do consumidor, e servem como referência para o circuito de medição da tensão. Os terminais externos são conectados à fase do sistema e, internamente ao medidor, ao elemento sensor de corrente em série, que de forma geral é um resistor *shunt*, um transformador de corrente ou sensor de efeito Hall [5]. Como pode-se ver na Figura 1.4a, o circuito de alimentação do medidor e o elemento sensor de tensão, regularmente empregando um divisor resistivo, estão inclusos na mesma caixa e são conectados entre a fase e o neutro da linha de distribuição.

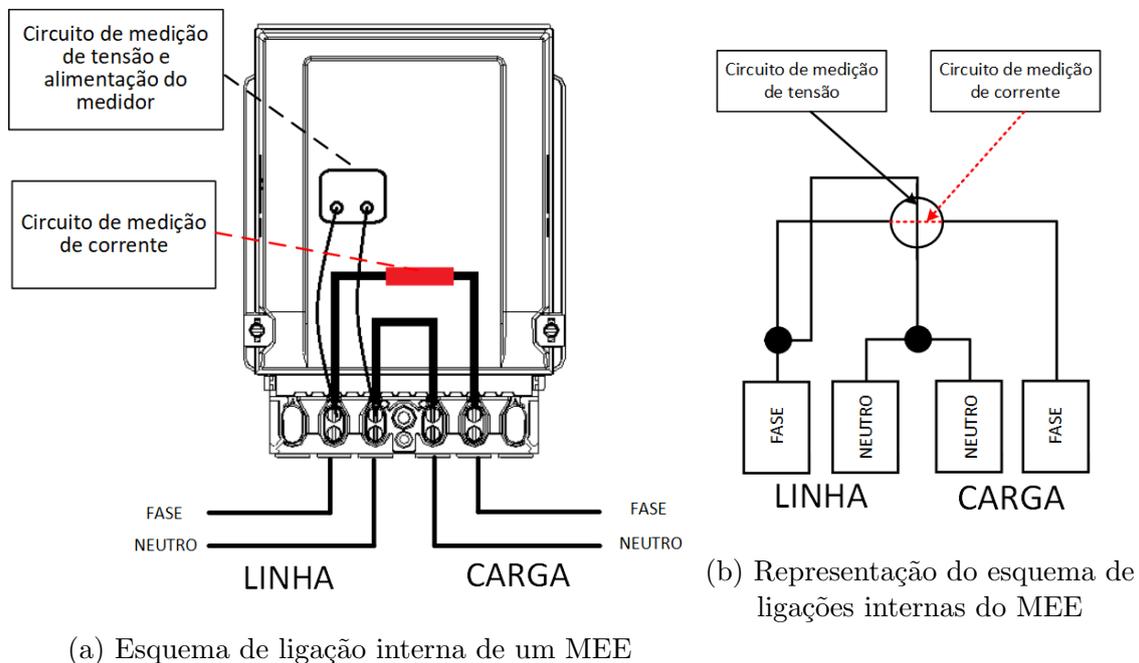


Figura 1.4: Esquema (a) e Representação (b) das ligações internas de um MEE
 Fonte: Adaptado de [20] e [21]

A Figura 1.4b apresenta o esquema de ligação utilizado em normas para ilustrar os elementos de medição dos medidores de energia elétrica, onde a associação do sensor de tensão - cruzando de forma vertical o círculo - com o sensor de corrente - cruzando de forma horizontal - compõe um elemento de medição. Logicamente, para medidores polifásicos, basta acrescentar as demais fases com seus respectivos terminais e elementos de medição.

Como se percebe na Figura 1.4, apenas os circuitos relativos aos sensores de tensão e corrente são exibidos. Outros elementos funcionais e essenciais para a operação do medidor como o mostrador, dispositivos indicadores para calibração e interfaces de comunicação não são exibidos por questão de simplicidade. Foi tomada

a decisão de focar nestes elementos por serem os que estão diretamente envolvidos no escopo deste trabalho, o de desenvolvimento de equipamento para geração de tensão e corrente para uso na atividade de ensaio em medidores.

O sentido convencional de fluxo de energia é seguir dos terminais de linha (sistema de distribuição) para os terminais de carga (instalação do consumidor). Desta forma, a corrente elétrica irá cruzar o sensor de corrente presente entre os terminais de linha/carga, enquanto o sensor de tensão irá amostrar a diferença de potencial entre os terminais de fase e neutro. A Figura 1.5 mostra o esquema de ligação do medidor de uma forma alternativa para facilitar a visualização.

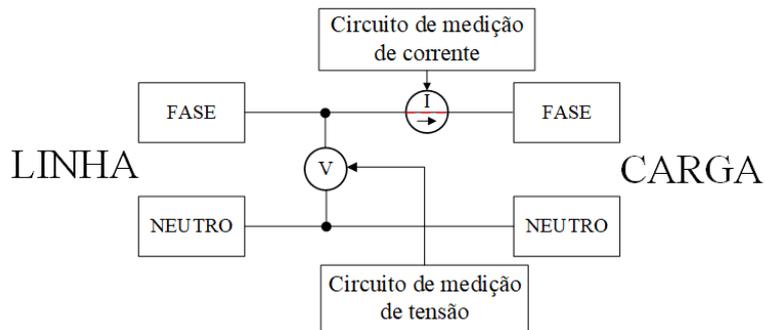


Figura 1.5: Representação alternativa dos elementos do medidor

Os MEE são classificados de acordo com características como tensão e corrente nominais de operação, número de elementos de medição e, dentre outras, pelo índice de classe, uma letra que define os critérios destinados a avaliar a qualidade metrológica e funcional do medidor [22]. São assim divididos em quatro grupos conforme seu índice de classe, podendo ser classe A, B, C ou classe D. Este parâmetro aponta quão exato um MEE deve ser, admitindo uma tolerância quanto ao erro máximo admissível. Como exemplo, os limites para a verificação voluntária estão replicados nas Tabelas 1.1 e 1.2, indicando, respectivamente, os erros máximos admissíveis para o ensaio de exatidão realizado em campo ou em laboratório, para cada índice de classe.

Tabela 1.1: Limites de erro percentuais para medição de energia ativa em campo

Limites de erro percentuais para medidores com índice de classe			
D	C	B	A
$\pm 0,4$	$\pm 1,2$	$\pm 2,2$	$\pm 3,2$

Fonte: [22]

Tabela 1.2: Limites de erro percentuais para medição de energia ativa em laboratório

Limites de erro percentuais para medidores com índice de classe			
D	C	B	A
$\pm 0,3$	$\pm 0,7$	$\pm 1,3$	$\pm 2,5$

Fonte: [22]

Conforme se observa nas Tabelas 1.1 e 1.2, dentre as quatro classes, os MEE classe D possuem a exigência mais severa quanto à exatidão. Por trazer maior custo, estes medidores são usualmente utilizados em grandes clientes, em que qualquer variação do erro de medição resulta em cifras significativas, aumentando assim a criticidade quanto sua exatidão. Para medição em instalações residenciais e comerciais com baixa carga instalada, os MEE classe B são largamente empregados.

1.2.2 Metrologia Legal e o processo de verificação

Metrologia é a ciência da medição e suas aplicações, e inclui todos os seus aspectos teóricos e práticos [23]. A definição indica se tratar de um campo de conhecimento bastante amplo, e de fato é, desempenhando um papel essencial em inúmeros campos: pesquisa e desenvolvimento, indústria, agricultura, medicina, produção e distribuição de energia, telecomunicações, transportes, construção, comércio [24].

Conforme apontado pela Organização Internacional de Metrologia Legal (OIML), a metrologia é a base para o comércio justo, tanto numa economia doméstica como no comércio internacional dentro do mercado global. O papel do Estado na metrologia é fornecer à sociedade os meios necessários para estabelecer a confiança nos resultados da medição, não apenas no campo das relações comerciais, mas também para a proteção das pessoas e da sociedade como um todo contra possíveis abusos relacionados a medições [25].

Muitas aplicações de metrologia têm um aspecto legal, e a prática e o processo de aplicar à metrologia uma estrutura legal e regulamentadora e implementar sua execução, é a definição de Metrologia Legal [17], entendida como sendo a parte da metrologia relacionada às atividades resultantes de exigências obrigatórias, referentes às medições, unidades de medida, instrumentos e métodos de medição [26].

No Brasil, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro), através da Diretoria de Metrologia Legal, é o órgão nacional responsável pelo desenvolvimento e aplicação das leis e regulamentos relativos ao controle metrológico legal.¹

Os medidores de energia elétrica (MEE) são instrumentos de medição utilizados em atividades econômicas (comercialização de energia elétrica). Desta forma estão sujeitos à regulamentação e ao controle metrológico legal, que busca assegurar, com um determinado grau de confiança, que as especificações de exatidão estão sendo atingidas [27].

¹Conforme descrito em [17], o controle metrológico legal é um conjunto de atividades que compreende, dentre outras, as operações legais a que podem ser submetidos os instrumentos de medição, por exemplo, aprovação de modelo, verificação, etc.

O MEE, ao longo de sua vida útil, é submetido a uma série de operações enquadradas no controle legal de instrumentos. Antes de entrar no mercado, cada modelo de medidor deve passar por uma análise obrigatória de adequação denominada Avaliação do Modelo e, demonstrando-se que atende ao requisitos especificados no Regulamento Técnico Metrológico (RTM), recebe uma portaria de aprovação com as características descritivas do instrumento que o autoriza a ser comercializado. Após aprovado e antes de ser colocado em uso, cada medidor que será comercializado deve passar pela Verificação Inicial de modo a atestar sua conformidade às prescrições do RTM. Quando o instrumento está em uso, o seu detentor é o responsável pela manutenção de sua exatidão e uso correto, sendo o mesmo controlado pelas verificações subsequentes [28]. Em todas as etapas mencionadas, o MEE é submetido a ensaios e inspeções com condições mínimas a serem atendidas, havendo em todas elas o ensaio de exatidão.

A verificação subsequente, quando solicitada por uma das partes da relação comercial, é denominada verificação voluntária e a importância desse procedimento é facilmente percebida pela existência de interesses conflitantes nos resultados das medições, necessitando assim da intervenção de um árbitro isento que estabeleça adequada transparência e confiança com base em ensaios imparciais [26]. No caso específico do MEE, as partes envolvidas na relação comercial são os consumidores e as empresas distribuidoras de energia elétrica.

A verificação voluntária é o foco deste trabalho e, como se deduz, acontece apenas quando solicitada, provocando a atuação do Inmetro, que irá realizar inspeções e ensaios no medidor de forma a demonstrar se as condições do instrumento estão adequadas à luz do requisitos regulamentares. Levantamento realizado em [28] estima que foram realizadas mais de 5000 verificações mensais em todo o Brasil no ano de 2015.

Calibração versus verificação

Num primeiro momento, os termos calibração e verificação podem parecer significar as mesmas operações, no entanto, dentro do contexto da metrologia não são.

No documento informativo D5:1982 [29], a OIML define calibração de um instrumento de medição como o “conjunto de operações com a finalidade de atribuir valores para os erros do instrumento e, em alguns casos, para determinar outras propriedades metrológicas”, devendo ser realizada em intervalos periódicos de modo a obter um conhecimento da evolução do instrumento e sua qualidade.

O resultado de uma calibração, de acordo com [28], é uma declaração quantitativa sobre a correção de resultados de um instrumento de medição. Esta declaração, também chamada certificado de calibração, informa o erro e a incerteza de medição do instrumento, sendo o erro a distância entre o valor informado pelo instrumento

e o valor verdadeiro da medição, e a incerteza, a dispersão possível destes valores.

Ademais, conforme anotado em [23], convém não confundir a calibração com o ajuste de um sistema de medição, frequentemente denominado de maneira imprópria de “auto-calibração”.

Portanto, calibrar um medidor de energia elétrica significa obter seu erro e incerteza de medição em diferentes condições de potência ao longo de um período de tempo, onde o erro de medição é comumente obtido através da comparação com um instrumento de referência. A incerteza de medição é calculada a partir da distribuição estatística dos valores provenientes de séries de medições, podendo englobar também componentes caracterizadas por desvios-padrão estimados [23].

Já a verificação, dentro da Metrologia Legal, é um conceito mais abrangente. De acordo com [17], trata-se de um procedimento de avaliação da conformidade visando confirmar e demonstrar que o instrumento de medição satisfaz às exigências regulamentares. É uma das atividades que compõe o controle legal de instrumentos de medição, contendo em seu procedimento os testes qualitativos, onde são basicamente realizados inspeções e os testes metrológicos, de modo a certificar que a exatidão mínima necessária do instrumento está sendo atingida, satisfazendo assim aos requisitos legais estabelecidos.

A inspeção consiste em averiguar a presença de falhas no MEE, assim como checar se existem alterações que difiram do modelo previamente aprovado. A comprovação do atendimento aos requisitos metrológicos numa verificação se dá por meio de comparação do resultado com o erro máximo admissível para uma dada condição de uso [28].

Com isso, conclui-se que as duas atividades, calibração e verificação, embora relacionadas por conterem procedimentos de medição semelhantes, se diferem em relação às regras que as conduzem, onde a primeira se baseia em normas técnicas enquanto a segunda se baseia em requisitos legais.

Por fim, cabe salientar que, de forma errônea e rotineira, o termo ensaio de exatidão é visto como sinônimo de aferição. Embora em uso na resolução da Aneel e utilizado com o mesmo sentido de calibração, o termo “aferição” não é definido no vocabulário internacional de metrologia [23] ou no vocabulário internacional de metrologia legal [17], devendo portanto ser evitado ao se fazer referência aos procedimentos aqui listados.

1.3 Motivação

Quando demandado por quaisquer das partes para realizar uma verificação voluntária num MEE, o Inmetro ou seus órgãos delegados realizam os ensaios e inspeções em campo ou em laboratório. Das ações a serem realizadas na verificação

voluntária, apenas três são realmente ensaios e necessitam de algum tipo de equipamento para sua realização [28], e dentre estes, focar-se-á no ensaio de exatidão, cuja finalidade é averiguar se os erros de medição apresentados pelo medidor estão dentro dos limites estabelecidos em seu RTM específico [22].

A verificação voluntária do MEE é realizada de acordo com os requisitos exigidos no seu respectivo RTM. Em [22], é definido que o ensaio de exatidão deve ser realizado em pelo menos dois pontos de medição para energia ativa ², permanecendo a corrente de ensaio dentro da faixa compreendida entre 10% da corrente nominal até a corrente máxima suportada pelo instrumento, mantendo o fator de potência $\geq 0,5$.

Concomitante ao RTM, o Inmetro expede normas técnicas com procedimentos, e a norma de verificação voluntária de medidores eletrônicos determina que os ensaios de exatidão devem ser realizados em três pontos de medição, a saber:

- tensão nominal, 10% da corrente nominal e fator de potência unitário;
- tensão nominal, corrente nominal e fator de potência unitário;
- tensão nominal, corrente nominal e fator de potência 0,5 indutivo.

Estes três pontos de medição são notoriamente utilizados no Brasil para a realização destas verificações pois compreendem a boa parte do perfil de carga dos consumidores brasileiros de energia elétrica [28].

A decisão de retirar o medidor de campo para que sua verificação seja executada em laboratório implica na necessidade de um medidor sobressalente além da manutenção de uma estrutura laboratorial, condição esta que, segundo pesquisa realizada em [27], ainda não ocorre em todo o país devido a fatores que vão desde o alto custo de implementação dos laboratórios à necessidade de contratações. A maioria dos laboratórios que realizam ensaios de MEE utilizam sistemas de ensaio de medidores de energia, também conhecidos como bancadas de ensaio de medidores de energia. Essas bancadas são constituídas, de forma geral, de gerador de tensão e corrente, padrão de energia e sistema para cálculo do erro de medição do equipamento sob ensaio, dentre outros dispositivos.

A Figura 1.6 mostra o desenho tridimensional de uma bancada de ensaio de medidores de energia elétrica, com a indicação das partes mencionadas e capaz de ensaiar múltiplos medidores simultaneamente.

Para a realização do ensaio de exatidão na verificação em campo, são necessários equipamentos tais como padrão de energia portátil, utilizado como instrumento de referência, e alguma forma de se fazer circular energia pelo medidor.

Os meios usuais de passar energia pelo medidor são:

- solicitar à unidade consumidora que utilize seus aparelhos elétricos; ou

²O ponto de medição é definido em [28] como a condição em que o medidor é submetido, tendo um valor determinado de tensão, corrente e defasamento entre tensão e corrente.

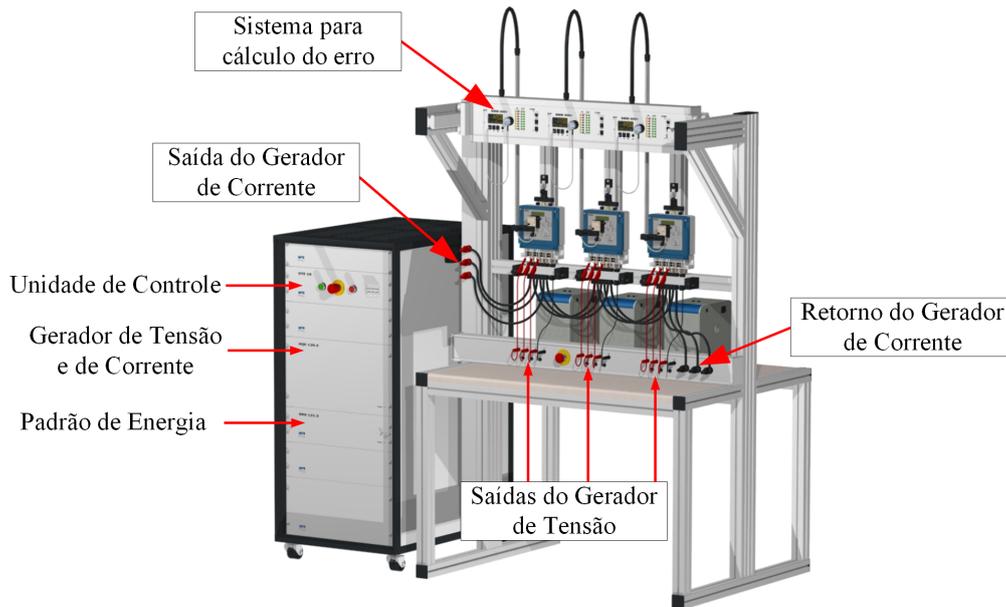


Figura 1.6: Bancada de ensaio de medidores de energia elétrica.
Fonte: [30]

- conectar à saída do medidor uma carga resistiva conhecida.

De modo a ilustrar as formas mencionadas de se fazer circular energia pelo medidor, a Figura 1.7 exhibe um diagrama geral com uma representação equivalente a ambos os modos, com a carga sendo, opcionalmente, a instalação do consumidor ou um banco resistivo. A caixa identificada como Padrão de Referência na figura é outro MEE, no entanto com exatidão melhor do que o MEE sob ensaio. Conforme estabelecido em [31], o procedimento para ensaiar um MEE consiste em comparar a indicação do MEE com a do padrão de referência, obtendo-se assim o seu erro de medição. Conforme Figura 1.7, o padrão de referência e o MEE sob ensaio estão submetidos ao mesmo potencial e com a mesma corrente circulando. Portanto, num dado intervalo de tempo, a mesma energia passa por ambos os instrumentos. O erro de medição será a diferença entre as quantidades de energia elétrica indicadas pelo medidor e pelo padrão de referência.

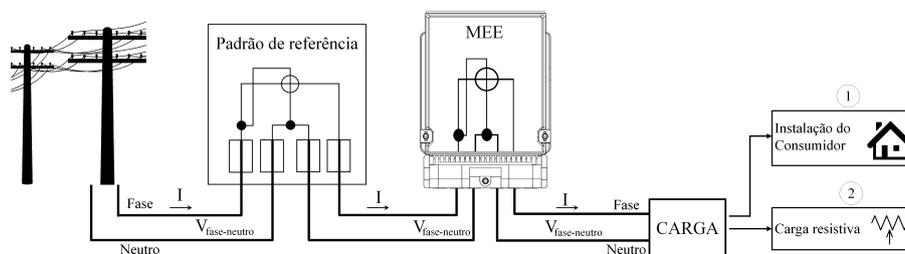


Figura 1.7: Diagrama de ligação para ensaio utilizando a carga do consumidor

Ambos os métodos citados e ilustrados na Figura 1.7 trazem transtornos à operação. O uso da instalação do consumidor requer a presença do usuário e o

uso da carga resistiva depende de equipamento geralmente pouco ergonômico e de peso considerável em razão das potências envolvidas. Para ambos, pode-se citar ainda o desperdício de energia elétrica, além do pouco controle sobre as condições de ensaio, o que pode resultar em maior tempo de execução e propensão a erros.

De forma alternativa, é possível utilizar um equipamento conhecido como carga fictícia ou carga "fantasma" ([32]-[33]), que é capaz de gerar tensão e/ou corrente ajustáveis e energizar o medidor com potência desejada, assim como acontece em laboratório com bancadas de ensaio. A Figura 1.8 exhibe o esquema de ligação para o ensaio em um MEE monofásico utilizando a carga fictícia, onde as fontes de tensão e de corrente aparecem em destaque delimitadas pela forma retangular tracejada.

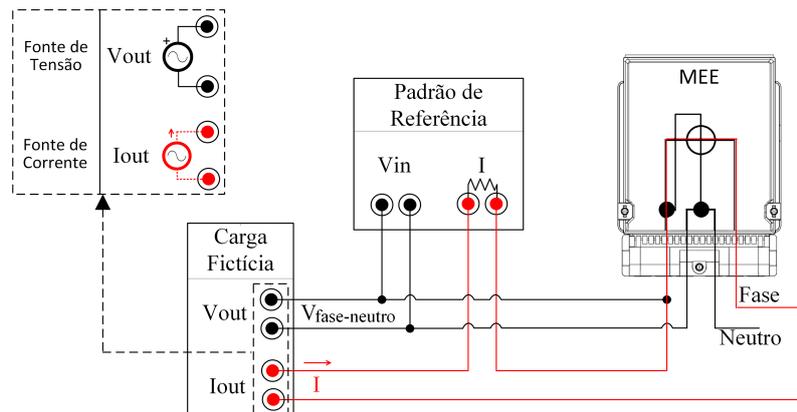


Figura 1.8: Diagrama de ligação do MEE e carga fictícia

Em resumo, a carga fictícia consiste de uma fonte de tensão e uma fonte de corrente para alimentar medidores de energia durante o ensaio. Pela Figura 1.8, vê-se que existe apenas um ponto de conexão entre as duas fontes, permitindo assim que operem de forma isolada, gerando tensão e corrente de modo independente, proporcionando flexibilidade, não só para operações em campo, mas também para utilização em laboratório. O diferencial dessa topologia reside no fato de se tratar de dois conversores isolados, onde a fonte de tensão trabalha com baixa potência, suficiente apenas para alimentar o circuito de alimentação e o sensor de tensão do MEE, enquanto a fonte de corrente, cuja carga é fundamentalmente um curto, opera em baixa tensão. O resultado geral é uma baixa potência demandada pelo equipamento gerador, o que reduz a dissipação de calor e o espaço necessário para acomodar o circuito.

Essencialmente, esse sistema realiza a conversão da tensão contínua, seja proveniente da retificação da rede elétrica ou, opcionalmente, de baterias, para tensão alternada através da aplicação de estágios inversores. Há uma analogia entre o funcionamento da etapa de conversão CC-CA e os sistemas UPS, do inglês *Uninterruptible Power Supplies*, que tem um conceito semelhante e cujo esboço encontra-se na Figura 1.9.

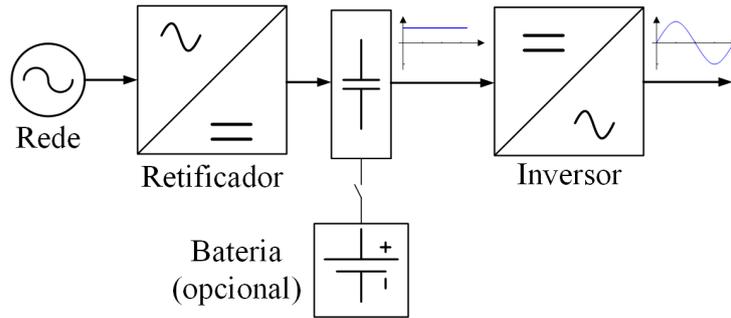


Figura 1.9: Esboço simplificado com diagrama de uma UPS típica

Na Figura 1.10 é ilustrado um esboço simplificado do sistema da carga fictícia baseado no mesmo princípio, isto é, uma etapa de retificação e a conversão da tensão contínua para saída alternada por meio de inversores, onde é possível observar a semelhança em termos gerais com a UPS.

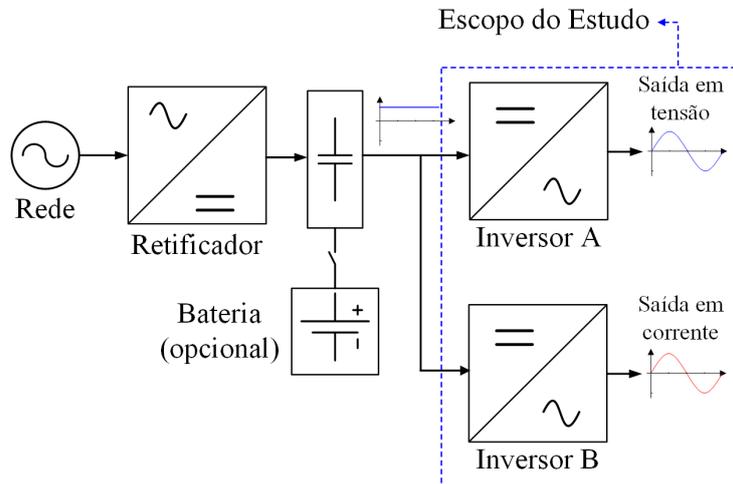


Figura 1.10: Esboço simplificado com diagrama de uma carga fictícia e o escopo do estudo

Uma comparação entre as Figuras 1.10 e 1.9 mostra que a carga fictícia se diferencia pelo fato de se basear em dois inversores, cada qual trabalhando como uma fonte CA de mesma frequência: uma fonte com saída em tensão responsável por energizar o medidor e a segunda fonte com saída em corrente. A bateria apresentada na Figura 1.10 não é obrigatória, sendo exposta apenas para mostrar a possibilidade e evidenciar a semelhança conceitual com o UPS. Ainda na Figura 1.10, é destacado o escopo do estudo, que é a concepção, análise, implementação e validação experimental do estágio inversor para uso como carga fictícia.

O propósito do sistema é alimentar MEE e, diferentemente de MEE eletromecânicos, que são considerados cargas lineares semelhantes a motores de indução, os MEE eletrônicos são cargas não-lineares, onde seus circuitos de alimentação são comumente baseados em retificadores, fontes capacitivas (*Cap Drop*) ou chaveadas.

A Figura 1.11 apresenta a forma de onda da corrente drenada por um modelo de MEE eletrônico obtida experimentalmente.

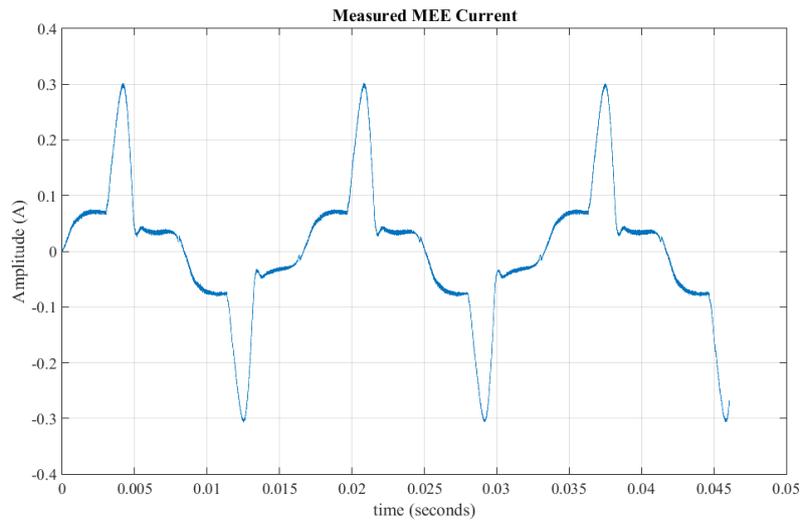


Figura 1.11: Corrente experimental de um medidor eletrônico de energia elétrica

O perfil de corrente exibido na Figura 1.11 impõe um desafio à fonte de tensão responsável por energizar o MEE durante os ensaios, já que a corrente drenada pelo circuito de alimentação do MEE possui um conteúdo harmônico significativo, de modo que a forma de onda da tensão tenderá a ser distorcida pela queda de tensão nos elementos passivos que atuam como filtro de saída da fonte.

1.4 Objetivo e Estrutura da Dissertação

O objetivo deste trabalho é aplicar Eletrônica de Potência para desenvolver e validar um equipamento baseado em carga fictícia para utilização em verificação voluntária de MEE eletrônico, que possa energizá-lo com mínimo desperdício de energia elétrica em campo ou em laboratório.

Os requisitos gerais extraídos do RTM específico do MEE [22] serão considerados como condições de referência e pontos de partida para o desenvolvimento da pesquisa. Dentre as condições à serem atendidas, destacam-se o controle de amplitude e fase da tensão e corrente e ser capaz de rejeitar satisfatoriamente os distúrbios da carga. As especificações que se pretende alcançar são:

- Tensão de alimentação: Monofásica, 120 V CA, $\pm 1,0\%$;
- Corrente de saída: 0 a 15 A, $\pm 1,0\%$;
- Baixa Distorção Harmônica Total ($< 1,0\%$);
- Fase da corrente ajustável, $\pm 2,0^\circ$.
- Frequência de saída: 60 Hz.

A partir destas especificações, será projetada e implementada uma plataforma de ensaios de um sistema monofásico, baseada em inversor PWM e em microcontrola-

dor, para análise e validação experimental. Em complemento, os circuitos auxiliares como sensores isolados, *gate drivers* e condicionamento de sinal serão alvo de estudos para a completa implementação do equipamento.

Considerando a tendência de renovação do parque de medição para apenas MEE eletrônicos, apenas estes serão tratados no trabalho. Além disso, a discussão se limitará ao sistema monofásico para facilitar a compreensão da modelagem, dimensionamento e controle, uma vez que um sistema trifásico de quatro fios é totalmente equivalente a três sistemas monofásicos independentes [34] e, sobretudo, pela sua representatividade no sistema elétrico, onde mais de 60% dos consumidores, segundo dados obtidos através da Lei de Acesso à Informação, possuem esse tipo de ligação.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 traz a revisão bibliográfica, trazendo conceitos de metrologia, assim como uma apresentação do sistema alvo da pesquisa, com sua modelagem e premissas adotadas no trabalho. O Capítulo 3 apresenta a teoria básica por trás do controlador multi-ressonante. A estrutura de controle proposta, com projeto e simulações é também apresentada em conjunto com uma revisão bibliográfica sobre técnicas para seleção dos componentes do filtro LC. O Capítulo 4 apresenta os resultados experimentais para validação do trabalho e, por fim, o Capítulo 5 traz as informações conclusivas e propostas de continuidade.

1.5 Metodologia utilizada

A metodologia utilizada no trabalho será a seguinte:

- Modelagem e simulação digital de circuitos, utilizando o programa PSIM;
- Análises e ajustes dos parâmetros de controle dos circuitos simulados;
- Projeto e testes de circuitos eletrônicos para a realização de experimentos em bancada;
- Análise e crítica dos resultados experimentais.

Capítulo 2

Carga Fictícia

Neste capítulo é apresentada a descrição do sistema, assim com a estrutura proposta para sua implementação. Uma revisão bibliográfica de estratégias de controle aplicáveis é realizada, a partir da qual é selecionada a implementação do controle proporcional e multi-ressonante. São apresentadas as premissas adotadas para a construção do modelo matemático do sistema proposto

2.1 Descrição e Propósito do Sistema

Além dos procedimentos de distribuição estabelecidos pela Agência reguladora do setor, a ANEEL [35], os medidores de energia elétrica (MEE) em uso devem atender às exigências definidas pelo Inmetro que, através da Metrologia Legal, estabelece quais são os requisitos mínimos necessários que um instrumento deve cumprir para manter-se no mercado, já que estão sujeitos ao controle metrológico [36]. Uma das exigências para que permaneçam em uso é que seu erro de medição esteja dentro do erro máximo admissível, critério este definido pelo regulamento [22] e que varia de acordo com sua classe de exatidão, a etapa da avaliação e a condição em que o ensaio é realizado.

Através do ensaio de exatidão obtém-se o erro de medição do instrumento, sendo necessário que se faça circular energia pelo medidor para assim comparar sua indicação com a de um medidor de referência. Conforme apresentado na Seção 1.3, o uso da carga fictícia (CF) é uma opção para realizar tal tarefa e cujo esboço do esquema exibido na Figura 1.4a é redesenhado na Figura 2.1, onde as fontes e os elementos de tensão e corrente são vistos de forma independente para facilitar a compreensão.

A Figura 2.1 ilustra a independência das fontes. A fonte de tensão, à esquerda do esboço, é aplicada entre os terminais de fase-neutro do MEE, fornecendo a tensão

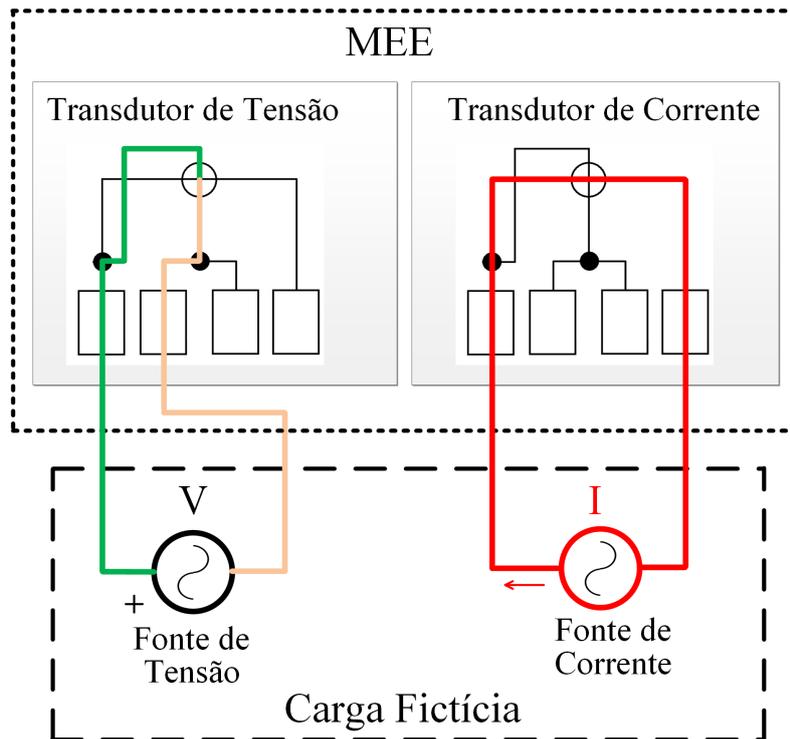


Figura 2.1: A carga fictícia e suas fontes vistas de forma independente

necessária para alimentar o MEE e que será mensurada por seu circuito para o cálculo da energia. Já a fonte de corrente é programada para sintetizar a corrente requerida pelo ensaio através dos terminais de linha do medidor, que é essencialmente um curto. A partir do controle da amplitude e fase de ambas as fontes, controla-se a potência e, conseqüentemente a energia que será vista pelo MEE.

Conforme se depreende da Figura 2.1, o medidor é “iludido”, possibilitando assim que opere com tensão e corrente programados sem realmente estar conectado a uma carga real. A fonte de tensão fornece apenas uma corrente mínima, geralmente inferior a 200 mA. A corrente de ensaio também é fornecida a uma tensão muito baixa. Assim, esta configuração é capaz de ensaiar o medidor a 15 A e 120 V (1,8 kW) consumindo algumas dezenas de Watts.

Segundo exposto, o principal objetivo da CF é fornecer tensão e corrente senoidais com amplitude e fase reguladas nos terminais de saída. Este trabalho visa o desenvolvimento desse sistema, que pode ser encarado como um gerador programável, para fornecer tensão e corrente que estejam em conformidade com os requisitos do regulamento [22] para ensaiar medidores de energia elétrica monofásicos.

Com base na descrição geral de funcionamento dada para a CF, foi realizado um estudo do estado da arte nesse tema ou que tenha relação com o sistema estudado. Seguindo o objetivo de empregar eletrônica de potência para executar a proposta, uma breve introdução de esquemas de controle comumente empregados para regular tensão e corrente na saída de inversores será apresentada na próxima

seção, justificando por fim a escolha do controle multi-ressonante para emprego na aplicação.

2.2 Revisão Bibliográfica de Estratégias de Controle para Inversores

O objetivo desta seção é apresentar uma breve introdução de alguns esquemas de controle usados para controlar tensão e corrente de saída em inversores. Durante a pesquisa bibliográfica no tocante ao estado da arte deste tipo de equipamento, constatou-se que poucos trabalhos abordam diretamente a aplicação, sendo ainda menor o número de publicações que tenham empregado eletrônica de potência para sua realização, estando aqui listadas as consideradas mais relevantes.

Em uma proposta de implementação de protótipo apresentada em [37] e denominado pelo autor de gerador de tensão e corrente alternadas, um microcontrolador tem as saídas de dois conversores D/A amplificadas e reguladas através de um arranjo utilizando amplificadores operacionais, transformadores e realimentação analógica, de modo que experimentalmente é obtido 0,2% de THD (Distorção Harmônica Total, do inglês *Total Harmonic Distortion*) para tensão e, na pior condição, 1,4% na corrente.

Em [38], é apresentado um protótipo baseado em computador com o software Labview para geração CA. O foco é direcionado para produção de sinal com distorção aleatória, de modo a avaliar o comportamento do medidor sob condições fora daquelas consideradas como sendo de referência. O sistema proposto, voltado a ensaio em laboratório, também é baseado em amplificadores lineares com saídas conectadas a transformadores para adequar aos níveis de sinal pretendidos.

Em [39], o foco é em um protótipo de bancada de ensaio de MEE completa para laboratório, numa abordagem singular. Uma vez que não há clareza se houve síntese das formas de onda, conclui-se que foi utilizada alimentação direta da rede. O controle da amplitude da tensão e corrente fornecidos ao MEE são realizados através de um Variac operado a partir de um motor CC, com o controle do fator de potência sendo realizado através do acoplamento de resistores e capacitores na fonte de tensão por meio de relés.

Em [32] os autores propõem um calibrador de potência. É apresentada uma topologia de inversor meia-ponte, onde apenas a fonte de tensão é tratada, não havendo menção a respeito da fonte de corrente. Foi utilizado um sistema de controle com malhas em cascata, onde a corrente do capacitor é regulada pela malha interna enquanto a malha externa regula a tensão do capacitor através de um controlador proporcional-integral. Com o objetivo de eliminar a influência dos distúrbios de

carga, a malha interna de corrente recebe como referência adicional um termo direto, que é a integral da referência de tensão. No entanto, o autor verificou que amplitude e fase da tensão de saída não puderam ser mantidas sob controle simultaneamente. A Figura 2.2 exibe o arranjo proposto em [32] que consiste em uma fonte de tensão e de corrente que energiza os medidores de energia no arranjo de ensaio da carga fictícia.

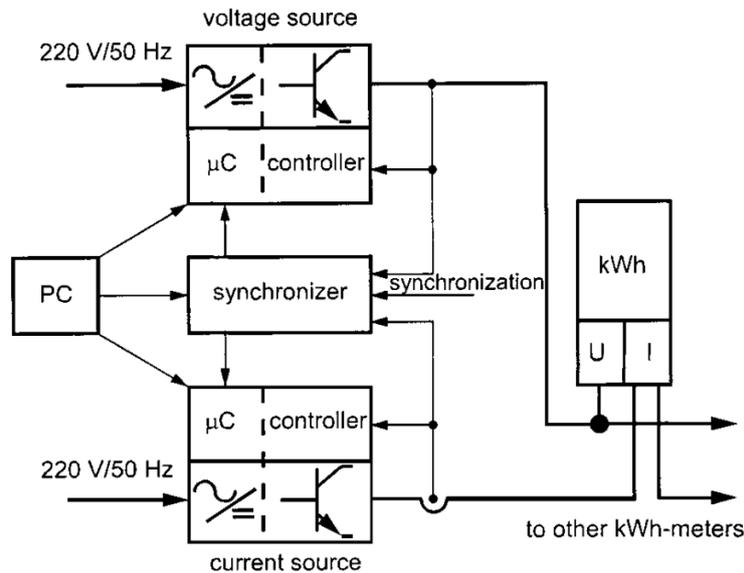


Figura 2.2: Sistema de Calibração de Potência
Fonte: [32]

Observou-se a baixa disponibilidade de referências acerca da aplicação foco deste trabalho, e ao entender a CF como dois VSI's (Inversor Fonte de Tensão, do inglês *Voltage Source Inverter*), um com tensão controlada e o segundo com corrente controlada, a busca foi então direcionada para soluções de geração senoidal de alta qualidade utilizando eletrônica de potência.

Controladores comumente empregados no controle de fontes CA programáveis (*programmable ac source*, PACS), UPS, assim como soluções empregadas no acionamento de motores de alta performance e filtros ativos foram estudados durante este estudo bibliográfico de técnicas de controle, com vistas à obtenção de uma senoide estável mesmo na presença de perturbações.

Dentre os controladores convencionais baseados na teoria clássica de controle por realimentação, o controlador PID é certamente uma das soluções mais aplicadas em inversores, já que pode ser sintonizado com ferramentas bem conhecidas como o *Root-Locus* ou Diagramas de Bode [40]. Contudo, não garante erro nulo para referências variantes no tempo, limitação que se pretende contornar através do uso de altos ganhos na malha de controle, embora sob o risco de causar alguma instabilidade no sistema.

Uma revisão das técnicas de controle aplicadas ao UPS em [41] conclui que es-

estratégias híbridas de controle têm tido sucesso no atendimento aos requisitos de performance, com métodos baseados em modelos matemáticos e controle preditivo apresentando bom desempenho na redução do THD da tensão de saída. A proposta do autor é utilizar um sistema de controle em cascata no eixo de referência estacionário $\alpha\beta$, com a malha interna de corrente controlada por um compensador harmônico, cuja topologia é baseada na transformada de Laplace do modelo do cosseno. Na malha externa, o controle Proporcional + Ressonante sintonizado na fundamental em conjunto com compensador harmônico em paralelo é aplicado, onde são obtidos valores experimentais de 1,8% de THD mesmo sob condição de carga não-linear. A Figura 2.3 exibe um diagrama geral da proposta.

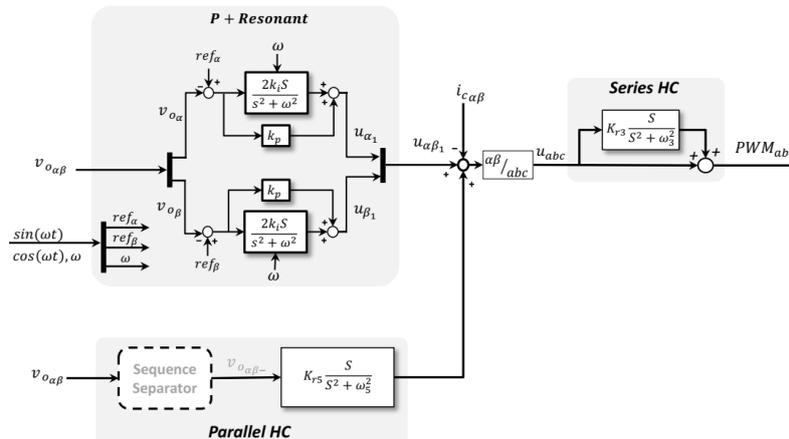


Figura 2.3: Diagrama de blocos da estratégia de controle com compensador P + ressonante na fundamental e ressonante nos harmônicos

Fonte: [41]

Com construção semelhante ao UPS, em [42] é proposto um esquema de controle para uma fonte CA programável (PACS) estruturado em torno de um PWM regulado em malha fechada por dois controladores: realimentação de estado para melhorar a resposta às perturbações e um controlador repetitivo para garantir erro nulo em regime permanente. Resultados experimentais reportam THD abaixo de 1,4% mesmo em condições de carga altamente não linear.

Já em [43], é realizada a análise de estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas UPS. Neste trabalho, são estudados os resultados obtidos com o controle baseado em uma ação proporcional derivativa em conjunto com um termo direto (*feedforward*), onde conclui que o sistema apresenta um desempenho insatisfatório quando submetido a cargas não lineares. Para compensar distúrbios gerados por cargas com características não lineares, o autor sugere algumas técnicas de controle repetitivo e a utilização de algoritmo para adaptar o ganho do controlador considerando o perfil de carga existente, onde o controlado mostrando-se eficiente na presença de distúrbios e robustez a cargas variantes no tempo.

O controle repetitivo é uma solução utilizada para sistemas realimentados que

buscam obter rastreamento da referência e/ou rejeição de distúrbios periódicos [44]. Baseado no princípio do modelo interno, o controlador repetitivo utiliza informações de erro do período anterior para gerar a ação de controle no ciclo atual. A Figura 2.4 exibe o diagrama em blocos com uma forma de implementação do controlador repetitivo, onde T é o período fundamental do sinal de entrada e a função de transferência da estrutura apresentada na Figura 2.4 é dada pela equação (2.1).

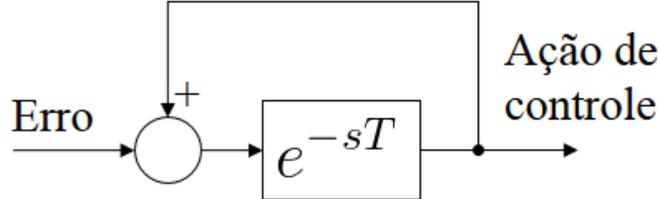


Figura 2.4: Diagrama em blocos do controlador repetitivo

$$\frac{\text{Ação de controle}}{\text{erro}} = \frac{e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} \quad (2.1)$$

Os polos da equação (2.1) estão posicionados em $jk\omega$, onde ω é a frequência angular do sinal de entrada e $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm \infty$. Assim, o controlador possui infinitos polos posicionados em frequências múltiplas da frequência fundamental, o que permite que esse controlador possa ser utilizado para eliminação das componentes harmônicas da tensão de saída ocasionadas pela presença de cargas não lineares [45], [44].

Do ponto de vista computacional, o controle repetitivo não requer elevados recursos computacionais, porém demanda mais memória quando comparado às demais topologias de controle. Atualmente, DSPs para aplicação industrial com suporte à aritmética de ponto flutuante incorporada são geralmente utilizados para implementar algoritmos de controle. Estes costumam ter uma memória FLASH grande e lenta e uma unidade de RAM rápida mas limitada, o que representa a principal desvantagem no uso do controle repetitivo, especialmente quando são desejadas altas taxas de amostragem [46].

Técnicas para compensação do efeito do tempo morto inserido para evitar curto nas pernas do inversor também têm destaque na redução da distorção, como em [47], em que o sentido da corrente sobre os diodos “freewheeling” é considerado no acionamento das chaves. No entanto, conforme apontado ainda em [47], os efeitos do tempo morto são mais graves em inversores de altas potências, que necessitam de maior tempo de transição entre as chaves ou quando o índice de modulação é pequeno [48], situações estas que não estarão presentes nesta proposta de implementação, por isso não foi efetuada compensação de tempo morto neste trabalho.

Com o objetivo de manter a tensão de saída do inversor senoidal, mesmo na presença de carga não linear, em [49] é alcançado um baixo THD na tensão de

saída do inversor através de um controlador multi-ressonante, cujos parâmetros são sintonizados adaptativamente e em tempo real de acordo com o comportamento do filtro de saída e da carga, apresentando diversas formas possíveis de realização do controle ressonante.

Sobre controladores de corrente, o controle por histerese é uma estratégia bastante difundida por sua simplicidade de implementação e bom desempenho, onde a corrente de saída é comparada com a referência senoidal através de um comparador com histerese de dois níveis, comutando o estado da chave quando o erro excede a banda de tolerância [50]. Categorizado como um esquema de controle não linear, é capaz de fornecer uma resposta dinâmica rápida, porém produzindo harmônicos imprevisíveis em função da frequência de chaveamento variável [40].

Outro método de controle que encontra grande aplicação na eletrônica de potência é o de controladores preditivos. Sua principal característica é o uso do modelo do sistema para a predição do comportamento futuro das variáveis controladas. Esta informação é então utilizada pelo controlador para obter a atuação ótima, de acordo com um critério de otimização predefinido [51]. O esquema mais conhecido é o controle *deadbeat*, uma abordagem que usa o modelo do sistema para calcular, uma vez a cada período de amostragem, a tensão de referência necessária para alcançar o valor de referência no próximo instante de amostragem. Controladores *deadbeat* são capazes de levar o erro de rastreamento para zero em um número pré-determinado de intervalos de amostragem. Oferecem resposta dinâmica rápida e fácil implementação [52]. No entanto, apesar da resposta dinâmica razoavelmente boa, seu desempenho em regime permanente depende em grande parte da precisão do modelo do sistema, onde incertezas em seus parâmetros afetam negativamente seu desempenho, podendo conduzir inclusive o sistema à instabilidade [34].

Estratégias aplicadas para o controle de tensão são igualmente aplicáveis para regulação de corrente em inversores VSI, como em [53], que aplica um controle Proporcional + Ressonante (P+Ressonante) para regulação de corrente em inversores modulados por PWM, atingindo erro zero em regime permanente. Também compara sua performance com controladores PI no eixo de referência síncrono $d-q$, concluindo que o controlador P+Ressonante apresenta o mesmo desempenho nos regimes transitório e permanente, possuindo a vantagem de demandar menos processamento digital por não necessitar da transformação de coordenadas necessária no controlador trabalhando no sistema síncrono.

Embora as aplicações sejam semelhantes, algumas condições de funcionamento impostas às UPS e PACS são por demais severas quando comparada com o uso pretendido de uma CF. Nesta, a carga é um MEE, logo, variações bruscas não são previstas durante seu uso, além de ter um consumo máximo regulamentado de 5 W e 25 VA.

Ao tomar como base o escopo do sistema e por conhecer de antemão o comportamento regular do MEE, dentre as opções pesquisadas, optou-se por estudar a aplicabilidade do controle P+Ressonante sintonizado na fundamental e nos três primeiros harmônicos ímpares, o 3°, 5° e 7°, criando assim uma estrutura multi-ressonante. Tal decisão foi fundamentada no fato de que os harmônicos de ordem par são teoricamente inexistentes graças a simetria de meia onda que ocorre nas cargas baseadas em eletrônica de potência, onde os semiciclos positivos e negativos são iguais, porém com sinais opostos [54], sendo além disso os harmônicos mais proeminentes em um espectro típico de corrente.

A Figura 2.5 apresenta a forma de onda e espectro harmônico da corrente típica de um medidor eletrônico com fonte de alimentação chaveada obtida experimentalmente. É possível observar a mencionada simetria de meia onda e o espectro com componentes apenas nos harmônicos ímpares.

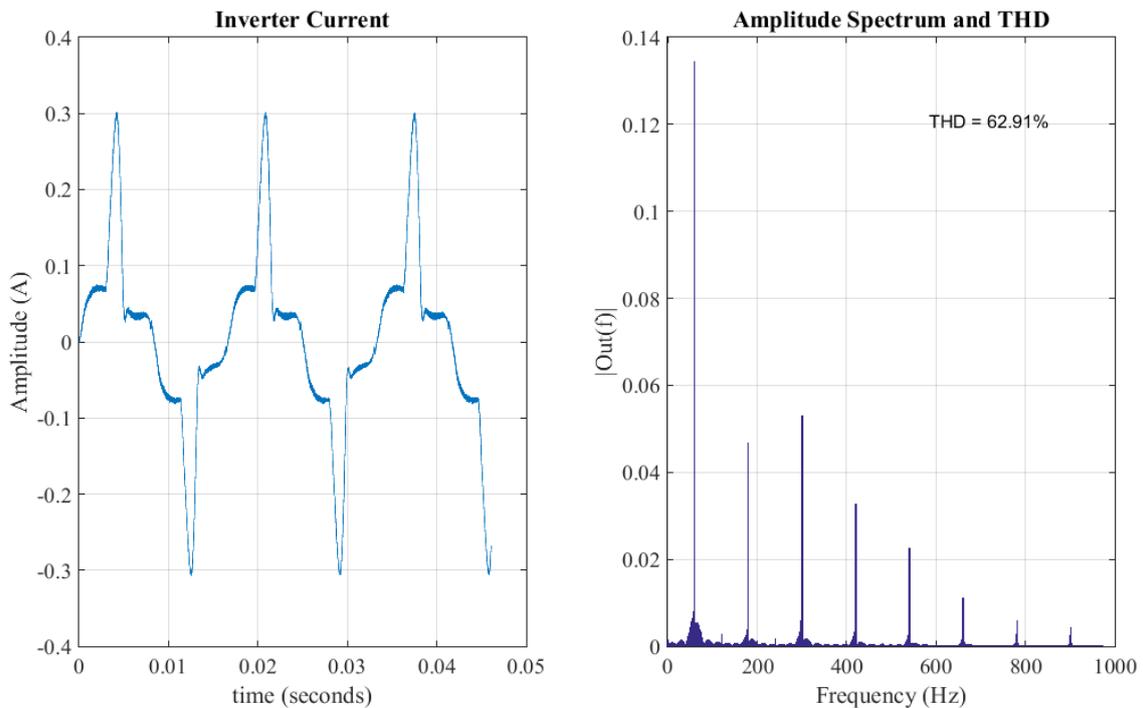


Figura 2.5: Corrente experimental de um medidor e seu espectro harmônico

Outra informação que se obtém da Figura 2.5 é que a corrente possui componentes além do 7° harmônico, ainda que com amplitude decrescente. Pretende-se verificar se os objetivos listados na Seção 1.4 serão alcançados ao controlar apenas os três primeiros harmônicos conforme proposto. A escolha de limitar a ordem harmônica na estrutura multi-ressonante dá-se para simplificar a sintonia do sistema e limitar o efeito provocado pela interação filtro-carga, que reduz o ganho e fase dos controladores ressonantes, tendo como consequência a redução da margem de fase do sistema [44].

O esquema geral relacionado à topologia de controle mencionada é mostrado na

Figura 2.6, onde o ganho proporcional K_P em paralelo com os termos ressonantes sintonizados para a fundamental e os três primeiros harmônicos ímpares criam uma estrutura multi-ressonante. Há propostas, como em [46], em que o termo proporcional da estrutura é substituído por um termo integral, cuja ação é introduzida principalmente para compensar a componente CC da grandeza controlada.

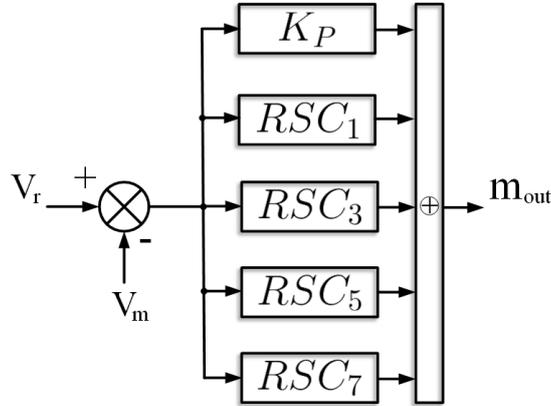


Figura 2.6: Estrutura de controle baseada em múltiplos controladores ressonantes.

Na Figura 2.6, V_r é o sinal de referência, V_m o sinal medido e m_{out} , o sinal de controle transmitido para o modulador ou, quando se trata de um sistema de controle com malhas em cascata, para malha de controle seguinte.

A implementação de controladores ressonantes no eixo de referência estacionário, em lugar de controladores síncronos, recebeu, a partir do ano 2000, uma significativa atenção dos pesquisadores para as aplicações onde as frequências a serem compensadas são consideradas constantes [34]. Sua característica intrínseca de erro zero em regime permanente na frequência de ressonância, de não depender da estimativa precisa dos parâmetros do sistema, sendo portanto inerentemente robusto, e a possibilidade de aplicação tanto para regulação de corrente quanto de tensão, fundamentaram o estudo de sua aplicabilidade no controle da fonte de tensão e de corrente da CF, alvo de estudo deste trabalho. Tendo em vista as características apresentadas, o controle proporcional e multi-ressonante será utilizado, onde na próxima seção será apresentada a estrutura básica do sistema proposto, com enfoque no funcionamento dos inversores e na estrutura de controle.

2.3 Estrutura Proposta e Premissas Adotadas na Abordagem do Sistema

Este trabalho tem como foco a geração de tensão e corrente alternada senoidais, com amplitude, frequência e fase controladas, cuja finalidade é a realização de ensaio em um medidor de energia elétrica. Dentro da área de eletrônica de potência, inversores modulados por PWM é solução bem estabelecida para produzir uma saída

senoidal com amplitude e frequência controlada, o que torna natural sua escolha para a aplicação estudada.

2.3.1 Inversor de Tensão e Premissas Adotadas

O conversor abordado daqui em diante, para ambas as fontes, será o inversor fonte de tensão monofásico com topologia ponte H completa, modulado por PWM senoidal e tendo um filtro passa-baixas ligado à saída do conversor. Sendo o princípio de funcionamento e estrutura do inversor modulado por PWM já extensivamente tratado na literatura ([34, 48, 55], será apresentada a seguir apenas a abordagem analítica e as premissas teóricas consideradas para construir o modelo matemático equivalente.

A Figura 2.7 apresenta a estrutura do inversor utilizado neste trabalho e mencionado no parágrafo anterior, que em conjunto com o modulador PWM representado na figura, tem a função de sintetizar a tensão de referência $v_{ref}(t)$.

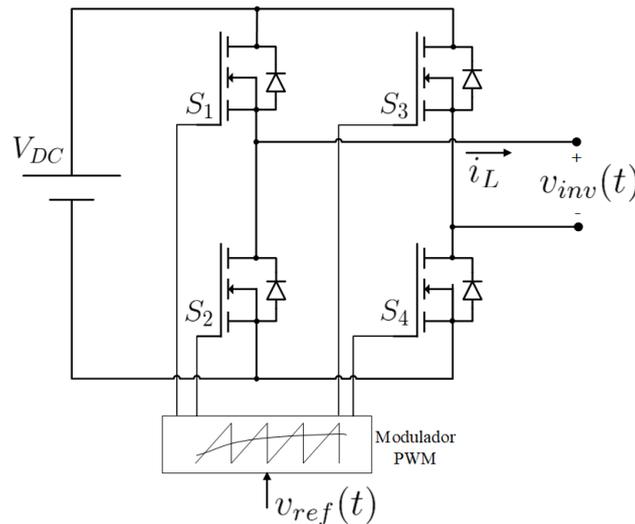


Figura 2.7: Inversor monofásico Ponte H completa

A fonte de tensão ideal V_{DC} representa o barramento CC, que não está no escopo deste trabalho. Por este motivo, sua dinâmica não será incluída no modelo, sendo portanto considerada daqui em diante como uma fonte dimensionada corretamente para que o sistema funcione de forma apropriada.

As chaves são representadas na Figura 2.7 pelo símbolo do transistor MOSFET, possuindo cada qual um diodo em anti-paralelo (diodo *free-wheeling*), cujo objetivo é tornar a chave bidirecional em corrente, dando ao conversor a capacidade de fornecer e absorver energia [34].

A saída do inversor, representada por $v_{inv}(t)$, é a tensão V_{DC} modulada que será aplicada ao filtro de saída, que tem a finalidade de eliminar as componentes harmônicas de ordem elevadas provenientes da modulação PWM. O filtro de saída

não foi representado na Figura 2.7 pois este trabalho está baseado em dois conversores, um inversor cuja saída é tensão controlada e o segundo, a corrente, cada qual utilizando uma configuração de filtro diversa. Os detalhes de cada construção serão dados nas subseções específicas, sendo apresentado nesta seção apenas propriedades que são comuns às duas fontes.

Quanto à modulação PWM, o esquema de chaveamento unipolar da tensão (3-níveis) foi utilizado. Quando comparada com esquema bipolar, a primeira apresenta a vantagem de reduzir o conteúdo harmônico na saída, concentrando os harmônicos da tensão de saída em torno de duas vezes o valor da frequência de chaveamento (f_{sw}) e nos múltiplos dessa frequência [48]. Além disso, possui uma menor variação de amplitude do sinal a cada comutação na saída do inversor quando comparado com o bipolar. Neste, a tensão de saída varia entre $\pm V_{DC}$, onde V_{DC} é o valor do barramento CC que alimenta o inversor. Já no unipolar, a tensão de saída excursiona entre zero e $+V_{DC}$ ou entre zero e $-V_{DC}$, implicando em menor perda por chaveamento e menos interferência por emissão eletromagnética.

Para ilustrar o conceito relatado, a Figura 2.8 exibe um sinal PWM cuja portadora é 1,2 kHz modulada por uma referência senoidal de 60 Hz e o espectro harmônico correspondente para ambos os esquemas de chaveamento: bipolar à esquerda e unipolar à direita da imagem. Para o PWM de dois níveis ($\pm V_{DC}$), a operação concentra os harmônicos da tensão ao redor da f_{sw} e seus múltiplos, enquanto que para o PWM de três níveis, as componentes harmônicas se situam em torno do dobro da f_{sw} e suas múltiplas.

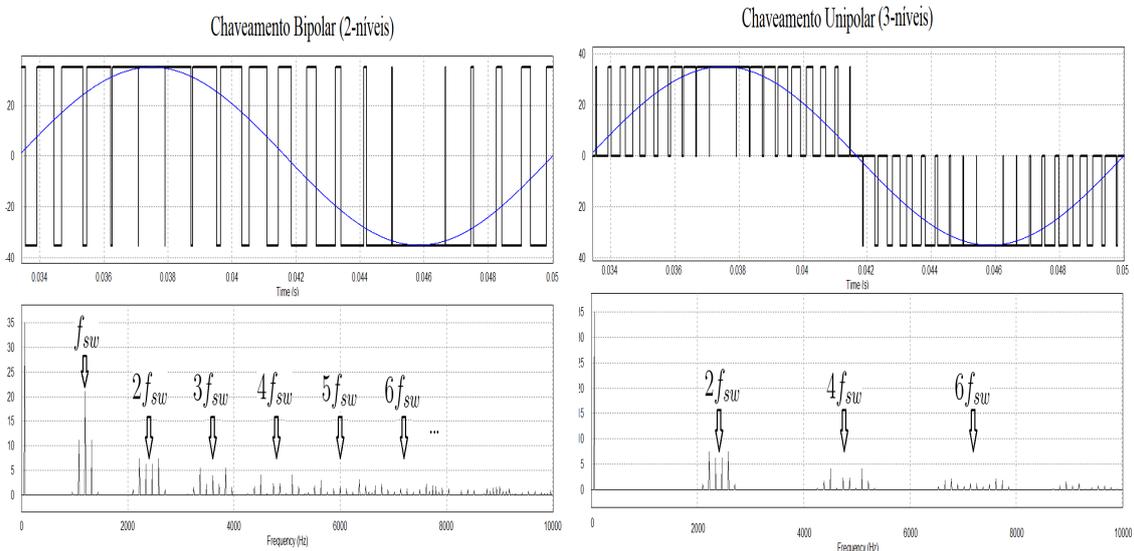


Figura 2.8: Comparação entre chaveamento PWM Unipolar e Bipolar

A respeito do valor de f_{sw} do inversor, definir que seja várias ordens de magnitude acima da fundamental permite ignorar a dinâmica do inversor e considerá-lo como um ganho fixo, desde que não esteja operando na região de sobre-modulação [56].

Critérios de ordem prática costumam relacionar f_{sw} com a frequência de corte do filtro, garantindo que esteja pelo menos uma década abaixo, de modo a assegurar que os harmônicos possam ser efetivamente filtrados. Com base nestas premissas, foi adotado frequência de chaveamento igual a 40 kHz para ambos os inversores.

O modulador PWM é considerado neste trabalho como uma implementação digital, o que acarreta em um atraso de atuação, decorrente da impossibilidade de atualizá-lo instantaneamente durante o ciclo de chaveamento. Este atraso será considerada igual a metade do período de modulação, conforme [34]. Para modelar este atraso, admitindo um PWM com dupla atualização, a aproximação de Padé de primeira ordem, igualmente expressa em [34], tem a função de transferência dada por:

$$e^{-s\frac{T_s}{2}} \cong \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (2.2)$$

onde T_s é o período de chaveamento, que neste trabalho será adotado igual ao período de amostragem. A vantagem de (2.2) é que uma função de transferência racional é claramente mais fácil de tratar do que a função exponencial.

De modo a simplificar a modelagem e o tratamento do problema de controle, será assumido que as chaves se comportam como uma chave ideal, ou seja, a queda de tensão na chave é zero no estado "ligado" e a corrente sobre a chave é zero no estado "desligado", assumindo ainda que a transição de "ligado" para o estado "desligado", e vice-versa, ocorre instantaneamente. Ademais, foram considerados os valores de resistência, indutância e capacitância do filtro de saída como constantes, ignorando inclusive a resistência equivalente série do capacitor (ESR) de filtro. O efeito provocado pela presença da ESR na função de transferência do filtro é o surgimento de um zero na frequência $\omega_z = 1/r_c C$, onde r_c é o valor da ESR e C o valor da capacitância. Este zero acarreta numa alteração da atenuação do filtro, que passa a ser de -20 dB/década a partir de ω_z . Uma vez que esta frequência (tipicamente acima de 200 kHz) aparece muito acima da faixa de interesse, sua dinâmica pode ser desconsiderada [56]. Efeitos não-lineares e de tempo morto serão igualmente omitidos.

2.3.2 Estrutura Proposta e Modelo Matemático do Sistema Físico

Destacadas as considerações gerais adotadas, será apresentado nesta seção a estrutura do sistema proposto para executar a função de CF. Sendo o propósito do equipamento gerar tensão e corrente, naturalmente se fazem necessárias duas fontes. A proposta possível para a CF apresentada neste trabalho está esquematizada na Fi-

gura 2.9, composta por dois inversores, cuja representação engloba toda a estrutura do inversor já exibida na Figura 2.7, componentes passivos, como filtros e transformadores para adequação das formas de onda, o módulo de aquisição e controle e acionamento do inversor, incluindo na mesma figura as variáveis de interesse.

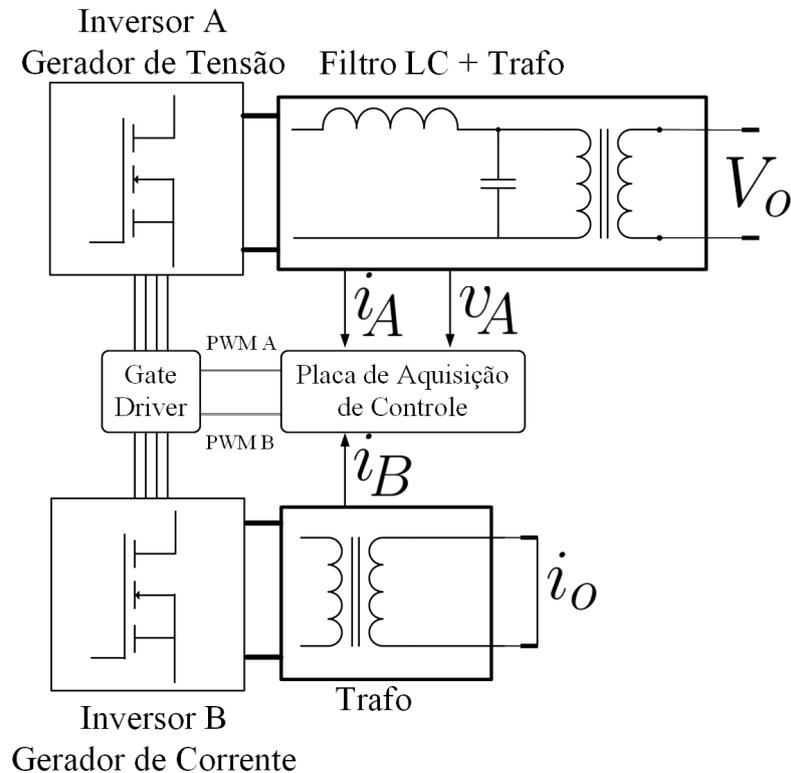


Figura 2.9: Estrutura Proposta para a Carga Fictícia

Na Figura 2.9, o inversor A é responsável por gerar a forma de onda da tensão. Em sua saída, um filtro LC é utilizado para eliminar os harmônicos em consequência do chaveamento e o transformador é empregado para adequar a tensão de saída à especificação pretendida de 120 V estabelecida na Seção 1.4. A escolha por tal topologia se deu por uma série de questões práticas que serão tratadas no Capítulo 4.

O inversor B será responsável por gerar a forma de onda da corrente. Da Figura 2.9, é possível observar que este se diferencia do Inversor A em relação à topologia do filtro. Embora o Inversor A, que opera como fonte de tensão, emprega um filtro LC, para a fonte de corrente um simples filtro L é suficiente, desde que f_{sw} seja suficientemente alta em virtude de sua atenuação de -20 db/década [57]. O transformador exerce este papel de filtro e, como irá operar com um curto-circuito em seu secundário, o modelo matemático será o de um circuito $R-L$ multiplicado por um ganho igual à relação de transformação.

A apresentação de cada fonte será dada nas subseções seguintes, onde são apresentados os detalhes e modelo do sistema físico das respectivas plantas, que, como visto, tem em comum o fato de serem constituídas por um conversor do tipo fonte

de tensão modulada por PWM e um filtro passa-baixas conectado à saída.

Fonte de Tensão

O modelo da planta do inversor senoidal em tempo contínuo e no domínio na frequência será tratado nesta seção. A Figura 2.10 ilustra a planta do inversor no domínio do tempo.

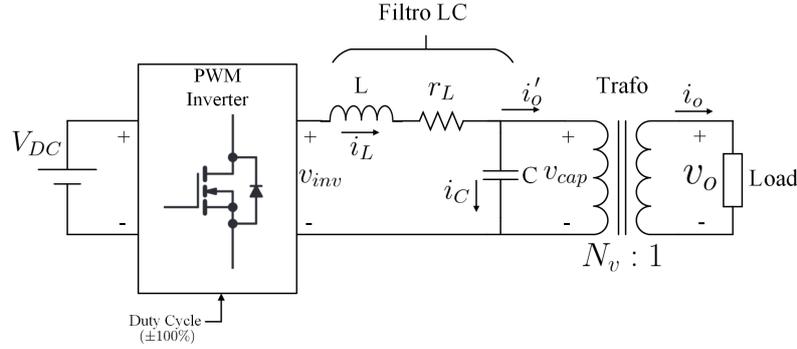


Figura 2.10: Inversor PWM com filtro LC de saída para Fonte de Tensão

A amplitude de $v_{inv}(t)$ é diretamente proporcional à amplitude V_{DC} da tensão do barramento DC e ao ciclo de trabalho do inversor, que varia entre $\pm 100\%$.

A saída do inversor passa através de um filtro LC para atenuar os harmônicos provenientes do chaveamento. A resistência do indutor do filtro é representada por r_L . A resistência equivalente do capacitor (ESR) foi desconsiderada pelo motivo já exposto na Seção 2.3.1. O transformador conectado ao capacitor eleva a tensão já filtrada, para o nível de operação requerido. A carga genérica exibida na Figura 2.10 representa o MEE.

Da Figura 2.10, as equações que descrevem o comportamento da planta são:

$$v_{inv}(t) = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + v_{cap}(t) \quad (2.3)$$

$$i_L(t) = C \frac{dv_{cap}}{dt} + i_o(t) \quad (2.4)$$

onde $v_{cap}(t)$ é a tensão no capacitor de filtro, $i_L(t)$ a corrente no indutor de filtro e $i_o(t)$ a corrente de carga.

O modelo matemático do inversor irá depender de quais variáveis de estado do sistema serão consideradas. Considerando como estados $v_{cap}(t)$ e $i_L(t)$, como entrada da planta $v_{inv}(t)$ e, como perturbação do sistema, $i_o(t)$, as equações de estado na forma matricial são dadas por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot v_{inv}(t) + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot i_o(t) \quad (2.5)$$

A equação de estado (2.5), pela aplicação da transformada de Laplace, pode ser representada no domínio da frequência por meio do diagrama de blocos da Figura 2.11, em que já consta incluído o bloco N_v que representa o ganho referente à relação de transformação do transformador.

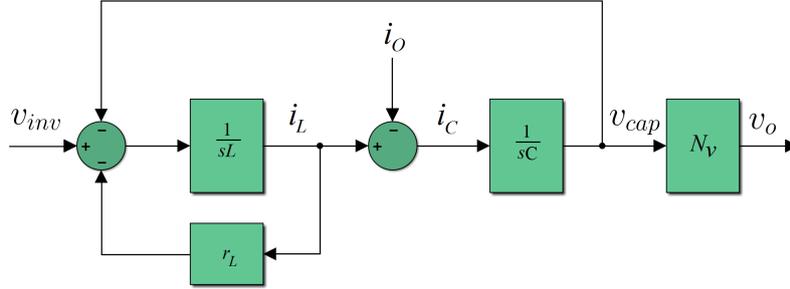


Figura 2.11: Diagrama em blocos da planta da fonte de tensão no domínio da frequência

A função de transferência que relaciona a saída do sistema (v_o) com as suas entradas (v_{invv} e i_o), já considerando o ganho do transformador elevador, é apresentada na equação (2.6).

$$v_o = \frac{1}{LCs^2 + r_LCs + 1} \frac{v_{invv}}{N_v} - \frac{Ls + r_L}{LCs^2 + r_LCs + 1} i_o \quad (2.6)$$

onde N_v é igual à relação entre as tensões nominais de primário e secundário do transformador $v_{cap}(t)/v_o(t)$, o que resulta em $N_v < 1$ já que se trata de um transformador elevador de tensão.

A equação (2.6) mostra que a tensão de saída depende de ambos, da referência (primeiro termo) e da corrente de carga (segundo termo). O segundo termo de (2.6) é comumente referido como a impedância de saída do sistema, e seu inverso é referido como a rigidez dinâmica, definida como a magnitude da corrente de carga necessária para produzir um desvio unitário na tensão de saída [58]. Ainda em relação ao segundo termo de (2.6), o numerador $sL + r_L$ indica que quanto maior o valor da indutância do filtro, maior será a deterioração da tensão de saída, $v_o(s)$, causada pela corrente da carga $i_o(s)$.

Fonte de Corrente

A Figura 2.9 mostra que, estruturalmente, o que difere a fonte de corrente da fonte de tensão é a topologia do filtro de saída do inversor. Sendo o objetivo desta parte do sistema a geração de corrente senoidal, um filtro L é suficiente para controlar o *ripple* de corrente na saída. Conforme apresentado na Figura 2.9, o transformador é empregado para, além de atuar como filtro, garantir isolamento e ganho na amplitude da corrente.

A Figura 2.12 exhibe a planta do inversor no domínio do tempo, onde L_T e r_T

modelam, respectivamente, a indutância de dispersão e a resistência dos enrolamentos do transformador. A resistência equivalente r_T do curto, embora representada na planta, será desprezada no modelo.

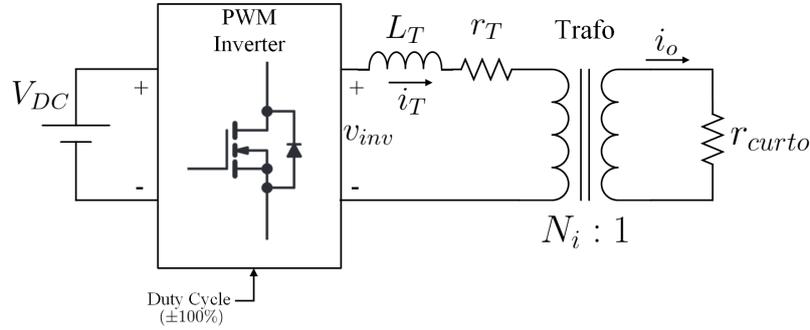


Figura 2.12: Inversor PWM com filtro L de saída para Fonte de Corrente

Para a construção do modelo, a indutância de dispersão L_T e a resistência de enrolamento do transformador r_T serão referidas ao primário e consideradas como o indutor do filtro de saída. A relação de espiras do transformador será incluído como ganho na função de transferência.

Da Figura 2.12, a equação que descreve o comportamento da planta da fonte de corrente, não incluindo o ganho do transformador, é dada por:

$$v_{inv}(t) = L_T \frac{di_T}{dt} + r_T i_T \quad (2.7)$$

De forma análoga ao já realizado para a fonte de tensão, a Figura 2.13 mostra a representação em diagrama de blocos no domínio da frequência da equação (2.7), incluindo o bloco N_i , que representa o ganho referente à relação de transformação do transformador.

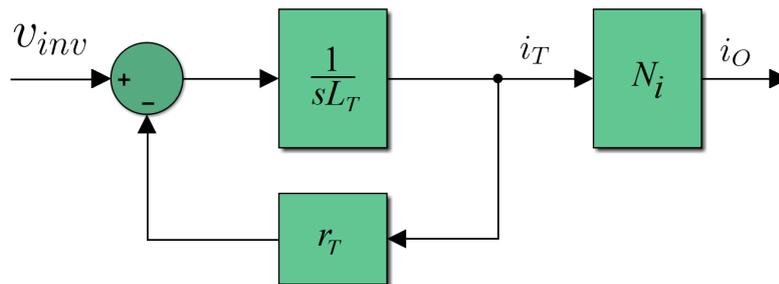


Figura 2.13: Diagrama em blocos da planta da fonte de corrente no domínio da frequência

A função de transferência que relaciona a saída do sistema (i_o) com entrada (v_{inv} , já considerando o ganho do transformador elevador, é apresentada na equação (2.8).

$$i_o = \frac{1}{L_T s + r_T} v_{inv} N_i \quad (2.8)$$

onde N_i é igual à relação entre as tensões nominais de primário e secundário do trans-

formador $i_T(t)/i_o(t)$, o que resulta em $N_i > 1$ já que se trata de um transformador elevador de corrente.

Referindo-se à equação (2.8), é possível ver que a função de transferência entre a tensão do inversor v_{inv} e a corrente de saída i_o apresenta a resposta de frequência de um filtro passa-baixa de 1^a ordem, cujo polo está localizado na frequência angular que é igual à relação entre a resistência r_T e a indutância L_T .

Serão apresentados no próximo capítulo os conceitos básicos do controlador ressonante, assim como o modelo matemático da planta do sistema que se deseja controlar e demais aspectos teóricos envolvidos.

Capítulo 3

Metodologia Proposta e Simulações

Neste capítulo são apresentados os conceitos introdutórios relacionados ao controlador multi-ressonante, técnicas para projeto do filtro de saída e os detalhes do projeto para dimensionar o controlador para as fontes de tensão e de corrente, verificando cada etapa através de simulação.

3.1 Controle Proporcional e Multi-Ressonante

O conceito básico do controle ressonante (RSC, do inglês *Resonant Control*) provém do princípio do modelo interno. Proposto inicialmente por Bruce A. Francis e Walter M. Wonham [59], o conceito estabelece que para se obter erro nulo em regime permanente e/ou rejeição a perturbações, o sistema de controle realimentado deve satisfazer duas condições:

- O sistema em malha fechada deve ser assintoticamente estável;
- Incluir o modelo matemático com a mesma dinâmica dos sinais de referência/perturbação que se deseja seguir/rejeitar.

Para satisfazer tais condições no caso particular dos sinais senoidais, deve estar presente na malha fechada do sistema de controle uma dinâmica oscilante com frequência de ressonância igual à frequência fundamental do sinal de interesse e suas respectivas harmônicas, resultando no chamado controlador ressonante [60]. Partindo do modelo no domínio da frequência, dois modos podem ser empregados: senoidal ($\frac{h\omega_1}{s^2+(h\omega_1)^2}$) ou cossenoidal ($\frac{s}{s^2+(h\omega_1)^2}$), onde $h = 1, 2, \dots, R_h$ determina a ordem do harmônico de ω_1 , a frequência de ressonância, que, por exemplo, pode ser igual à frequência do sinal de referência.

A principal característica de um RSC é seu ganho infinito em malha aberta na frequência de ressonância $h\omega_1$, garantindo rastreamento sem erros em regime

permanente para as componentes que oscilam em $h\omega_1$ quando em malha fechada [61]. Para ilustrar este ponto, a resposta em magnitude do RSC é ilustrada na Figura 3.1, onde se observa o pico de ressonância em ω_1 na resposta em magnitude da função de transferência do controlador.

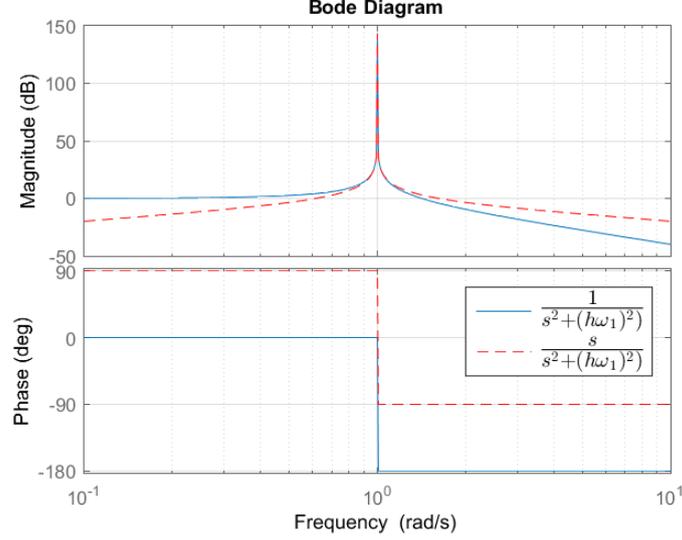


Figura 3.1: Resposta em Frequência do termo Ressonante ($\omega_1 = 1$ rad/s)

É possível observar na Figura 3.1 a tendência de ganho infinito em ω_1 . Observa-se ainda que para pequenas variações de frequência, o valor da ação de controle cai drasticamente, praticamente não exercendo nenhuma ação sobre o sinal de erro.

Em [53] e [62], ao explorar a relação entre controladores operando em eixo estacionário e síncrono, os autores chegam ao controlador ressonante por meio de uma abordagem diferente. A partir da interpretação das transformações entre eixo estacionário/rotativo como processos de modulação no domínio de Laplace, que desloca o espectro de frequência da função de controle, é apresentado o RSC como proveniente da transformação da função de transferência de um controlador PI convencional operando em eixo síncrono para um equivalente em eixo estacionário, o qual fornece a mesma resposta em frequência. A transformação é dada por:

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega_1) + H_{DC}(s - j\omega_1)}{2} \quad (3.1)$$

onde $H_{AC}(s)$ representa a função de transferência no eixo estacionário que irá possuir uma resposta de frequência equivalente ao controlador implementado operando no eixo síncrono usando a função de transferência $H_{DC}(s)$.

Aplicando a transformação dada pela equação (3.1) a um controlador PI ideal, tem-se a seguinte função de transferência equivalente:

$$H_{DCi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.2)$$

$$H_{ACi}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (3.3)$$

onde $H_{ACi}(s)$ representa a função de transferência do controle Proporcional + Ressonante, sintonizado na frequência ω_1 . Na transformação proporcionada por (3.1), o termo proporcional K_p não se altera por ser uma constante independente da frequência.

Ainda em [53], é mencionado que o controlador derivado em (3.3) tem uma função de transferência similar ao proposto em [63], que tem a função de transferência ressonante dada por:

$$H_{ACs}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_1}{s^2 + \omega_1^2} \quad (3.4)$$

Analisando o termo ressonante das equações (3.3) e (3.4), pode-se associar a primeira com o modelo do cosseno e a segunda com o seno, cuja resposta em frequência está exibida na Figura 3.1. Nota-se que, apesar do ganho de ambas as funções tenderem ao infinito em ω_1 , com a função baseada no modelo dado por (3.4), um atraso de fase de 180° é introduzido no sistema, em comparação com o deslocamento de 90° da equação (3.3) proposta em [53]. Em malha fechada, este atraso de 180° resultará em uma menor margem de fase, podendo levar a uma piora na resposta ao transitório, sendo portanto preferível o modelo proposto em [53].

Controladores ressonantes podem ser sintetizados através de diferentes expressões analíticas: a forma ideal, a forma aproximada e a forma completa [44]. A forma ideal é bastante simples e já foi demonstrada na equação (3.3). Considerando apenas a parcela ressonante em (3.3), já que K_p se mantém igual para todas as formas, K_i é o ganho do controlador e ω_1 a frequência de ressonância. No entanto, em razão de limitações nas implementações práticas, o RSC ideal deve ser evitado devido ao seu ganho infinito na frequência de ressonância, o que dificulta sua implementação em processadores industriais devido aos erros provocados pelos efeitos da quantização e arredondamento [44, 53, 64].

O RSC alternativo na forma aproximada pode ser obtido através da transformação de uma segunda forma do controlador PI, em que o integrador ideal é aproximado pela função de transferência do filtro passa-baixas:

$$H_{DCa}(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.5)$$

onde ω_c é a frequência de corte em rad/s da função de transferência H_{DC} .

Aplicando em (3.5) a transformação dada por (3.1), o compensador equivalente,

considerando que $\omega_c \ll \omega_1$, terá a forma:

$$H_{ACa}(s) = K_p + \frac{2K_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_1^2} \quad (3.6)$$

A resposta em frequência dos modelos de RSC ideal e aproximado são exibidos na Figura 3.2. Conforme ilustrado na Figura 3.2a, o RSC ideal (3.3) proporciona um ganho infinito em ω_1 , sem mudança de fase ou ganho nas demais frequências. Já no modelo aproximado da equação (3.6), como ilustrado na Figura 3.2b, o ganho é finito, mas ainda assim relativamente alto para que se imponha erro de aproximadamente zero em regime permanente.

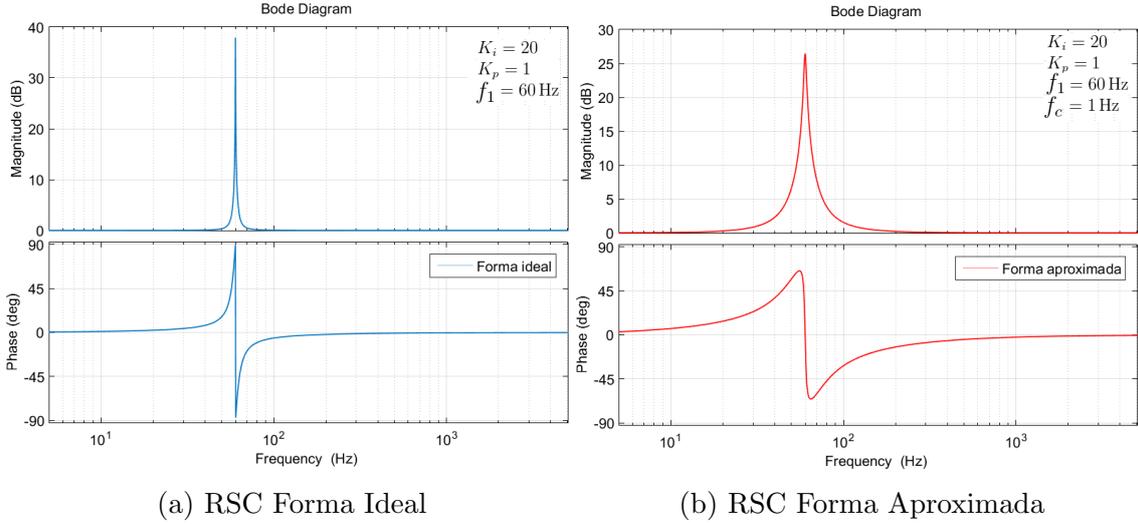


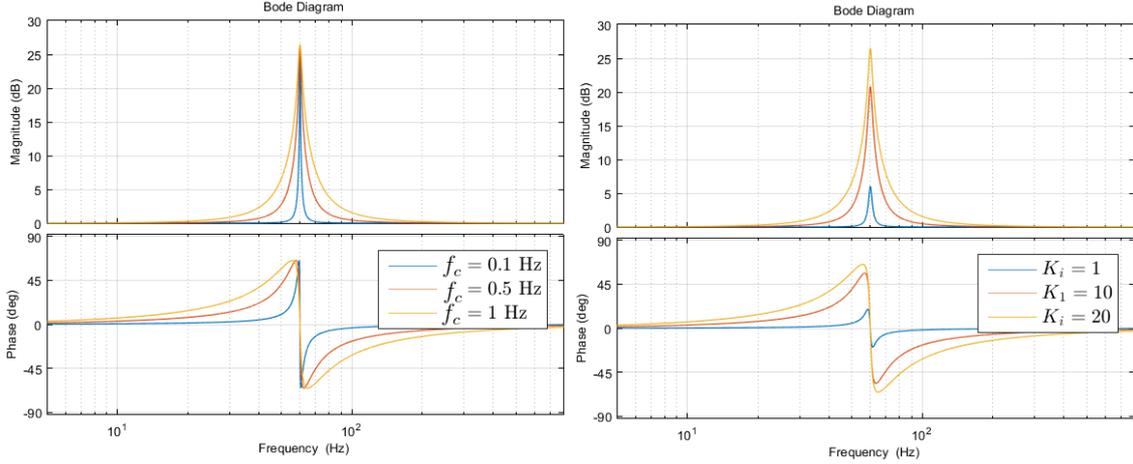
Figura 3.2: Diagrama de Bode das formas ideal (a) e aproximada (b) do RSC para $K_p = 1$, $K_i = 20$, $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_c = 2\pi 0,8$ rad/s

A diferença da seletividade em torno do pico de ressonância proporcionado pela equação observada na Figura 3.2 é característica da equação (3.6) que, ao contrário de (3.3), permite determinar a largura da banda em torno do pico de ressonância através do parâmetro ω_c , aumentando a flexibilidade do projeto. O efeito da variação de ω_c e K_i estão ilustrados na Figuras 3.3a e 3.3b, respectivamente, onde a alteração do primeiro influi na sensibilidade à variação da frequência em torno de ω_1 enquanto o segundo, o termo K_i , modifica a amplitude da resposta em magnitude.

Por fim, como mostrado em [49, 65], há ainda a possibilidade de ajustar a fase do RSC em ω_1 , adicionando dois termos à sua forma aproximada, ambos relacionados ao ângulo desejado ϑ em ω_1 . A forma RSC completa com o ângulo ajustável é representada como:

$$H_{ACf}(s) = 2K_i\omega_c \frac{s \cos(\vartheta) + \omega_c - \omega_1 \sin(\vartheta)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega_1^2)} \quad (3.7)$$

onde se verifica que, para $\vartheta = 0$, a equação (3.7) irá tender para (3.6).



(a) Diagrama de Bode do RSC aproximado para variações em ω_c com $K_p = 1$ e $K_i = 20$ (b) Diagrama de Bode para variações em K_i com $\omega_c = 2\pi$ rad/s e $K_p = 1$

Figura 3.3: Diagrama de Bode do RSC aproximado para variações em ω_c e K_i

Cada RSC pode ser combinado com outros para fornecer compensação em diferentes frequências de forma igualmente seletiva, formando uma estrutura chamada multi-ressonante [44]. Como mencionado na Seção 2.2, optou-se por aplicar o controle Proporcional + Multi-Ressonante (MRC) sintonizado na fundamental e nos três primeiros harmônicos ímpares, o 3°, 5° e 7°, por serem estes os mais proeminentes no espectro da corrente do medidor, o que se busca alcançar através do paralelismo de vários blocos sintonizados nos harmônicos desejados.

Dentre as três formas apresentadas, a aproximada foi escolhida para ser utilizada neste trabalho em virtude de seu ganho e largura de banda controláveis e uma implementação digital mais adequada. A função de transferência do controle MRC é dada por:

$$\text{MRC}(s) = H_{AC_h}(s) = K_p + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{2K_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_1)^2} \quad (3.8)$$

onde h indica a ordem do harmônico a ser compensado e K_{ih} representa os ganhos ressonantes individuais.

A representação em blocos e a resposta em frequência de $H_{AC_h}(s)$ são exibidos na Figura 3.4 para $\omega_c = 2\pi$ rad/s, $K_p = 1$, sintonizado na fundamental $\omega_1 = 60$ Hz e nos três primeiros harmônicos ímpares, 180, 300 e 420 Hz.

Neste trabalho, o controle MRC é empregado com o objetivo de fornecer forma de onda senoidal na saída dos inversores, compensando as distorções harmônicas causadas pela carga. A aplicação de controle tanto na fonte de corrente quanto na fonte de tensão busca averiguar a versatilidade da técnica, que possui dentre suas vantagens, a de poder ser igualmente aplicável em sistemas monofásicos ou trifásicos sem a necessidade de transformações.

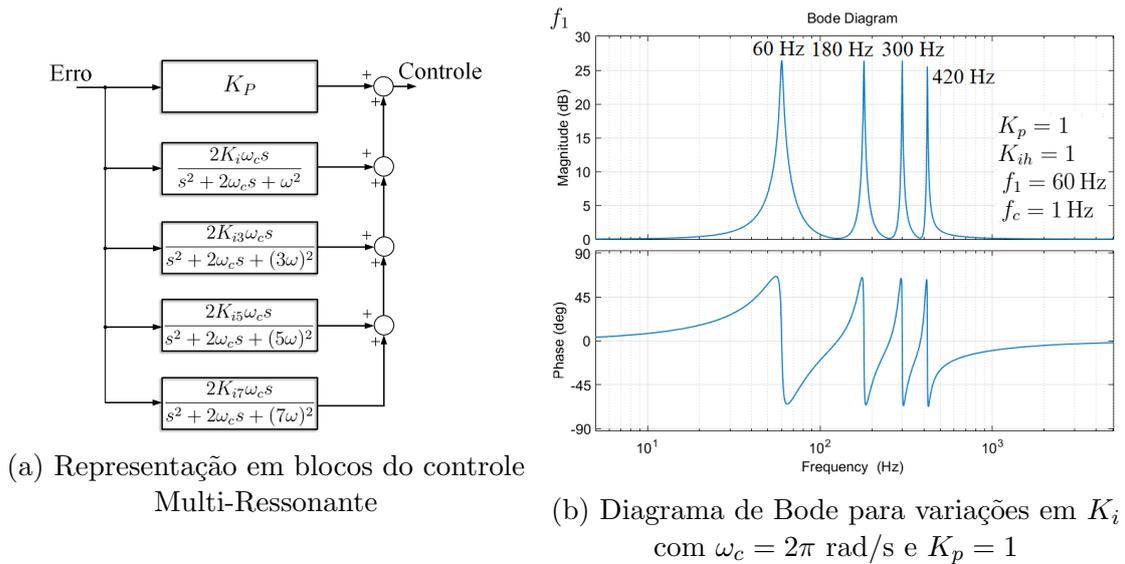


Figura 3.4: Representação (a) e Diagrama de Bode (b) do MRC com $\omega_c = 2\pi$ rad/s, $K_p = 1$

3.2 Projeto do Filtro LC de saída

Como é bem conhecido, é necessário um filtro para remover ou, pelo menos, reduzir o conteúdo de alta frequência na tensão de saída. Dentre as várias configurações de filtro já propostas na literatura com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico devido ao chaveamento, o esquema mais utilizado é baseado na topologia do filtro passa-baixa indutivo-capacitivo (LC). Quando a tensão de saída é o principal objetivo do controle, os parâmetros do filtro LC são uma importante parte do projeto do inversor, e devem ser definidos de forma que a frequência de corte (f_c) seja suficientemente menor que a frequência de chaveamento (f_{sw}).

O esquema do circuito de um filtro LC é apresentado na Figura 3.5, onde V_{inv} é a tensão de saída do inversor, L o indutor do filtro, C o capacitor do filtro e r_L modela a resistência série dos enrolamentos do indutor.

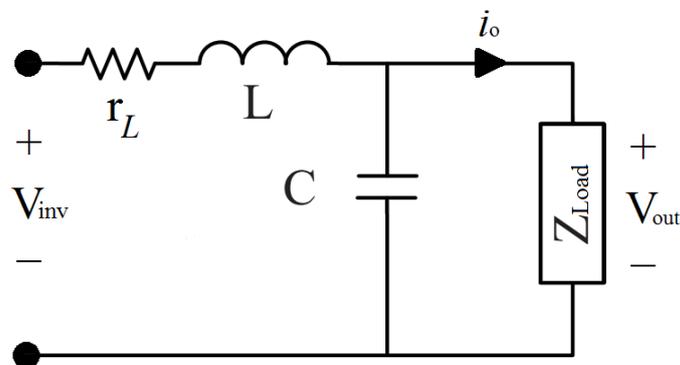


Figura 3.5: Esquema do filtro LC de 2ª ordem

O filtro LC pode ser representado no domínio da frequência como um sistema com uma saída e duas entradas: a tensão de saída do inversor e a corrente de carga,

sendo esta última considerada uma perturbação conforme o diagrama de blocos da Figura 3.6 [66], montado a partir da equação de estados referente ao filtro LC [45].

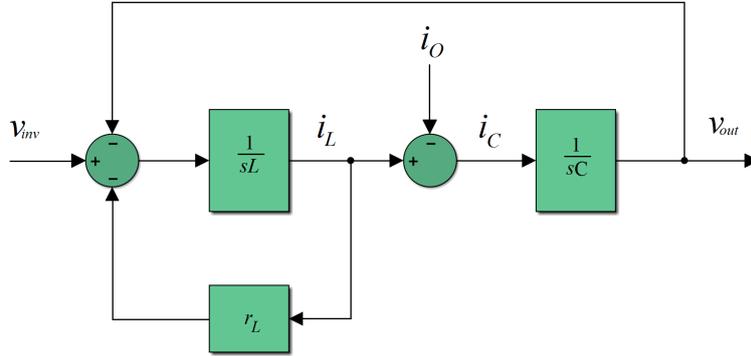


Figura 3.6: Diagrama em blocos do filtro LC

A função de transferência referente ao diagrama da Figura 3.6 é expressa na Equação (3.9), e relaciona a tensão de saída do filtro V_{out} com suas entradas (V_{inv} e I_o).

$$H(s) = \frac{1}{LCs^2 + r_LCs + 1} V_{inv}(s) - \frac{Ls + r_L}{LCs^2 + r_LCs + 1} I_o(s) \quad (3.9)$$

Existe uma relação de compromisso entre f_c e a largura de banda do controle. A primeira deve ser escolhida tão pequena quanto possível para promover a atenuação das componentes harmônicas indesejadas, garantindo ganho unitário e defasagem nula na frequência fundamental [52]. No entanto, a largura de banda do controle é limitada pela frequência de corte do filtro e aumentá-la é importante não só para uma resposta rápida do sistema, mas também para uma compensação com menores erro e atraso de fase [67]. Por se tratar de um filtro de segunda ordem, o filtro LC promove uma atenuação de 40 dB/década para sinais com frequência superior à f_c . Logo, um afastamento de dez vezes entre f_c e f_{sw} irá promover uma atenuação de 40 dB em f_{sw} , fazendo com que na saída do filtro, as componentes múltiplas da frequência de chaveamento apresentem amplitude máxima de 1% em relação aos valores de entrada [45].

A frequência de ressonância do filtro, também considerada sua frequência de corte, é dada, em Hz, por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.10)$$

No entanto, o comportamento do filtro não é determinado de forma isolada pelas propriedades do indutor e capacitor, mas depende também das condições da carga. Como exemplo, a Figura 3.7 apresenta as respostas em magnitude do filtro LC para duas condições de carga resistiva: $Z_L = 3,3 k\Omega$ e $Z_L = 330 \Omega$, com L e C, iguais a, respectivamente, $940 \mu H$ e $3,3 \mu F$.

Na curva da Figura 3.7, é possível perceber que o pico de ressonância que ocorre em f_c é atenuado pelo efeito do aumento da carga.

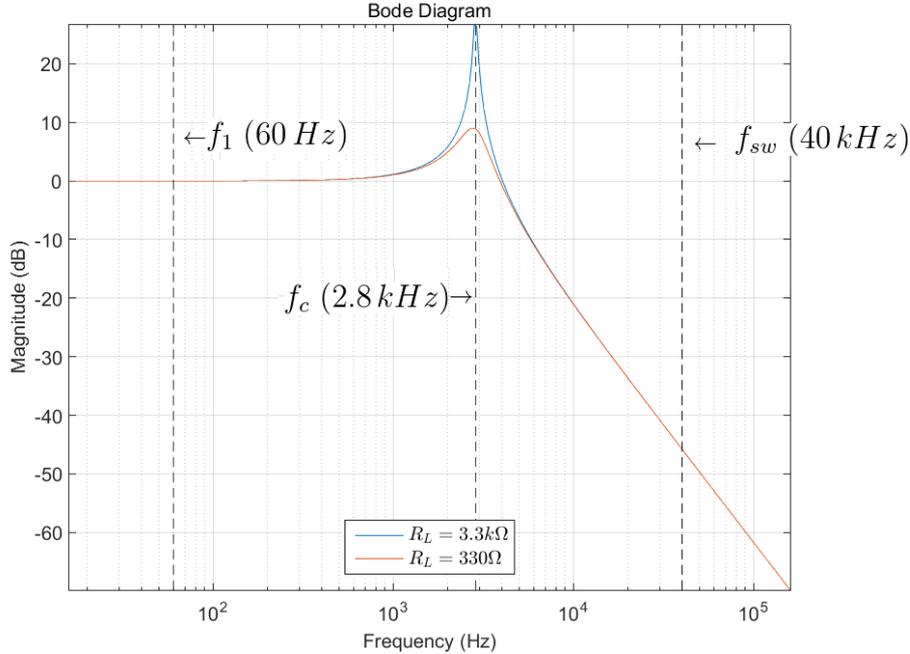


Figura 3.7: Resposta em magnitude do filtro LC

Além das características indutiva e capacitiva dos elementos do filtro, há outras propriedades intrínsecas aos componentes que influem no comportamento e alteram a dinâmica do filtro. Para a aplicação, a mais significativa é a resistência série equivalente (ESR) do indutor, cujo efeito é contribuir para o amortecimento do filtro, reduzindo o ganho na frequência de ressonância. Este efeito é modelado como um resistor em série com o indutor, conforme pode ser observado na Figura 3.5.

De forma análoga ao indutor, todo capacitor apresenta uma ESR e a implicação decorrente disto é o surgimento de um zero na função de transferência do filtro posicionado na frequência $\omega_p = \frac{1}{r_C C}$. Este zero altera a atenuação do filtro, que passa a ser -20 dB/dec a partir de ω_p . Entretanto, este efeito poder ser desconsiderado na maioria dos casos pois os capacitores adequados para a aplicação em filtros possuem sua ESR extremamente baixa, tipicamente $< 0,015\Omega$ [68], justificando assim porque esta dinâmica pode ser desconsiderada.

Para ilustrar o argumento que permite desconsiderar o efeito da ESR capacitiva, a Figura 3.8 apresenta a resposta em magnitude do filtro LC para ESR ou $r_C = 0\Omega$, $r_C = 0,05\Omega$ e $r_C = 0,1\Omega$, onde L , C , e Z_L são iguais a, respectivamente, $940\mu H$, $3,3\mu F$ e 330Ω . Conforme se observa na Figura 3.8, não há diferença significativa na resposta em magnitude, mesmo aumentando o valor da ESR para patamares dificilmente encontrados em capacitores de boa qualidade.

Diversos trabalhos tratam da análise e projeto de filtros LC, em sua grande maioria aplicados em fontes ininterruptas de energia (UPS). Dada a importância deste

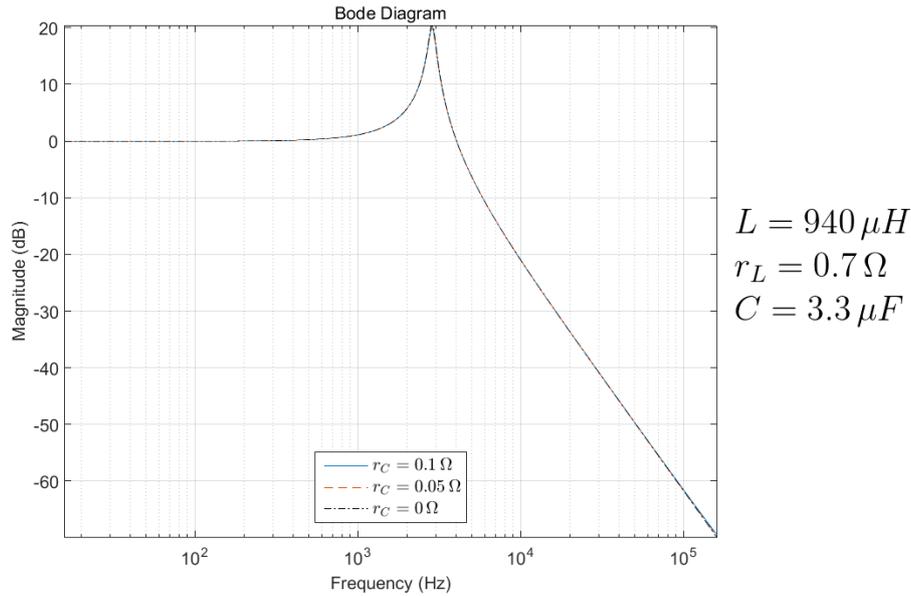


Figura 3.8: Diagrama de Bode de um filtro LC com variação do ESR capacitivo

componente no sistema proposto, uma pesquisa bibliográfica foi realizada buscando identificar métodos utilizados para escolha das combinações do indutor (L) e capacitor (C), visto que, escolhida a frequência de corte do filtro, um número infinito de combinações é possível.

Em [43], o projeto do filtro parte da definição de distorção harmônica total, calculando os valores de L e C levando em consideração o *ripple* de tensão no capacitor e estabelecendo uma relação entre L e C de modo que a variação de corrente no indutor, a cada período de comutação, seja menor que 40% da corrente total projetada para a saída.

Com foco na resposta ao transiente do filtro, em [67] é proposto um critério para escolha do filtro LC visando controlar os picos de corrente nas chaves em função da carga e do fator de amortecimento desejado para o filtro (ζ), onde uma relação entre L , C , ζ e a carga é criada de modo a manter a corrente de saída do inversor dentro do valor de pico estabelecido, mesmo durante transientes.

A proposta em [52] é estabelecer uma máxima queda de tensão admitida em L em relação à tensão nominal de carga e uma máxima corrente admitida em C em relação à corrente de carga. Partindo desses dados, chega-se à máxima e mínima impedância de L e C , respectivamente, de onde se calcula o valor da capacitância e indutância na frequência fundamental.

Numa abordagem mais heurística, em [69] o autor parte de um valor prévio de capacitor e utiliza simulação computacional para avaliar a resposta do filtro com diferentes valores de indutância.

Em [70], são calculados os valores de L e C partindo do fato de que a principal função do indutor é o controle do *ripple* de corrente. Relacionando uma variável α

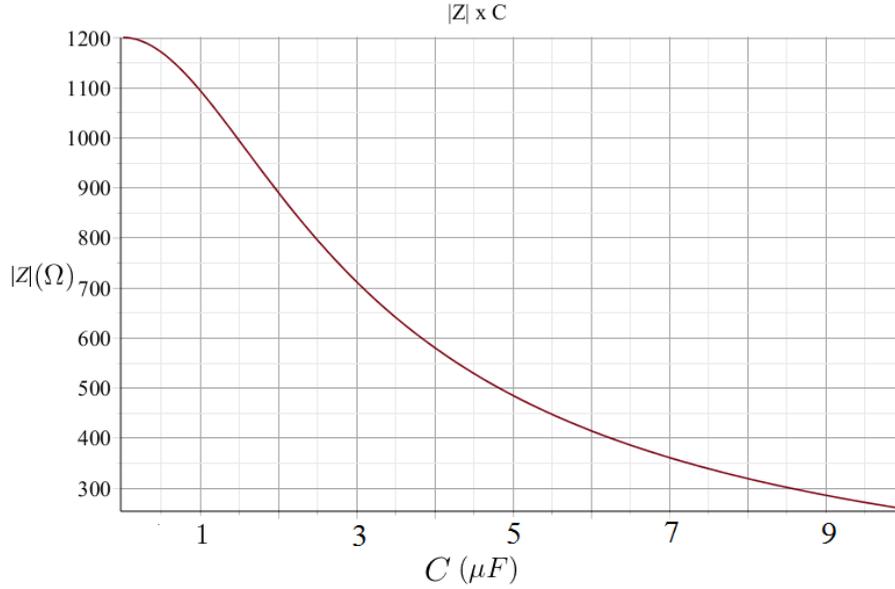


Figura 3.9: Variação da impedância do inversor com a variação da capacitância

que representa uma fração da tensão de saída com as frequências fundamental e de corte e a máxima carga prevista, o autor propôs um algoritmo para projetar o filtro LC de saída de um inversor.

Já em [45], além da frequência de corte, a escolha dos valores de L e C se baseia na parcela da corrente nominal que circula pelo capacitor do filtro e na capacidade de rejeição de perturbações. Ainda em [45], foi apontado que quanto maior o valor do capacitor, maior a corrente drenada do conversor e maiores os valores de rigidez dinâmica, grandeza esta dada pela função de transferência entre o distúrbio de carga, $I_o(s)$, e a tensão de saída, $V_{out}(s)$ considerando a entrada $V_{inv}(s)$ igual a zero. Sua função de transferência está expressa na Equação (3.11) e seu inverso representa a impedância de saída do inversor.

$$\left. \frac{I_o(s)}{V_{out}(s)} \right|_{V_{inv}(s)=0} = - \frac{LCs^2 + r_LCs + 1}{Ls + r_L} \quad (3.11)$$

A rigidez dinâmica quantifica a capacidade do sistema de controle em rejeitar distúrbios [45], também definida em [58] como a amplitude da corrente i_o capaz de causar um desvio de 1V em v_o . Para que um inversor sem realimentação opere de modo similar a uma fonte de tensão ideal, sem sofrer interferência da carga, a impedância de saída do inversor deve ser mantida próxima a zero. Portanto, a capacitância deve ser maximizada e a indutância minimizada [66]. O efeito da variação da capacitância na impedância do inversor para um valor de indutância e carga fixos pode ser observado na Figura 3.9.

Contudo, como efeito adverso pelo aumento da capacitância pode-se destacar a elevação da potência nominal do inversor devido à maior potência reativa demandada

pelo filtro, assim como o *ripple* de corrente do inversor, que aumenta em função da redução da indutância.

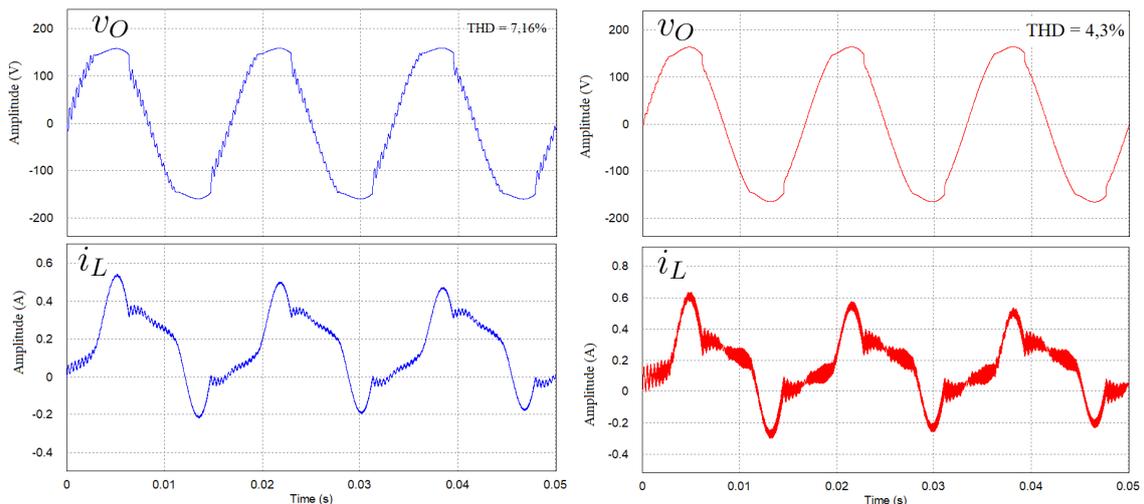
A Tabela 3.1 agrupa alguns valores de indutância, capacitância e frequência de corte obtidos através dos métodos indicados nas referências levantadas, considerando tensão nominal de 120 V, corrente nominal de 200 mA, frequências, fundamental, de corte do filtro e de amostragem, respectivamente, iguais a 60, 2800 e 40000 Hz. Os valores apresentados comprovam a possibilidade de, para a mesma frequência de corte, obter valores diversos de indutância e capacitância.

Tabela 3.1: Comparação entre os valores obtidos para os componentes do filtro LC

Referência	L	C	f_c
[43]	$969,3 \mu H$	$3,33 \mu F$	$2,8 kHz$
[52]	$795,8 \mu H$	$3,54 \mu F$	$3,0 Hz$
[45]	$913,5 \mu H$	$3,54 \mu F$	$2,8 kHz$
[70]	$7,2 mH$	$407,7 nF$	$2,8 kHz$

A título de ilustração, foi realizada uma simulação utilizando dois dos valores apresentados na Tabela 3.1: a primeira linha calculada conforme [70] e quarta linha, obtida de acordo com [43]. Tais valores foram selecionados pois, apesar de resultarem na mesma frequência de corte, o fazem a partir de valores bastante díspares de indutância e capacitância.

O resultado da simulação é exibido na Figura 3.10, onde sistema simulado se trata de um inversor em malha aberta com filtro LC e transformador alimentando uma carga não linear. Na Figura 3.10a, está a tensão de saída e corrente do indutor para os parâmetros calculados conforme [70], enquanto na Figura 3.10b, as formas de onda para os parâmetros conforme [43].



(a) Tensão de saída e corrente de indutor para $L = 7,2 mH$ e $C = 407 nF$ (b) Tensão de saída e corrente de indutor para para $L = 969,3 \mu H$ e $C = 3,3 \mu F$

Figura 3.10: Tensão de saída e corrente de indutor para filtro com diferentes parâmetros

O que se observa da Figura 3.10 é que, com o aumento da indutância, a saída do inversor se torna mais susceptível a variações de carga, o que contribui para a deterioração da forma de onda e reflete no valor de THD da saída. Um maior valor de capacitância garante uma maior rigidez dinâmica, no entanto, promove aumento no *ripple* na corrente de indutor conforme exibido nas formas de onda das correntes de indutor.

Com base no exposto, foi selecionado o critério descrito em [43] para o dimensionamento do indutor e capacitor do filtro de saída do inversor partindo da máxima variação de corrente no capacitor de 80% em relação à corrente da saída.

Projeto do Filtro para a Fonte de Corrente

Na Seção 2.3.2 foi mencionado que um filtro L era suficiente para controlar o *ripple* da corrente de saída. Em [57], é apresentada a equação (3.12), que fornece o valor da indutância necessária para que o *ripple* de corrente na saída do inversor se estabeleça dentro dos critérios de projeto.

$$L = \frac{V_{DC}d'T_S}{4\Delta i_{max}} \quad (3.12)$$

onde V_{DC} é o valor da tensão do barramento CC, d' o máximo ciclo de trabalho, T_S o período de chaveamento e Δi_{max} o máximo valor de *ripple* desejado na saída do inversor.

A Figura 3.11 ilustra o *ripple* de corrente na saída de um inversor simulado com $L = 940 \mu H$, $V_{DC} = 3 V$, $d' = 0,98$ e $T_S = 25 \mu s$. Os valores de indutância para a fonte de tensão e corrente foram selecionados iguais não por coincidência. Além de atender aos requisitos de projeto, tal escolha se deu pela conveniência de se padronizar componentes, o que é sempre bem vindo em projetos de engenharia.

Pela equação (3.12), espera-se um *ripple* de 19,5 mA. Pela simulação, se alcançou 17,3 mA de *ripple*, diferença do valor calculado que pode ser atribuída à falta de precisão na seleção do ponto de medição.

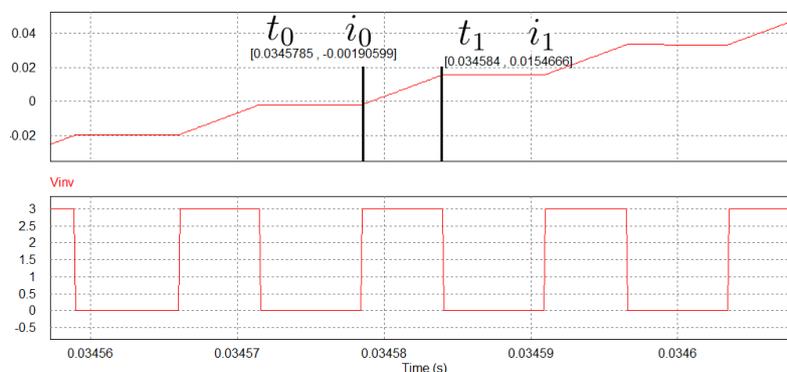


Figura 3.11: *Ripple* na Fonte de Corrente com Filtro indutivo

Elucidados os conceitos relacionados à seleção dos parâmetros dos filtros que compõem os modelos matemáticos das plantas, já tratados no capítulo anterior (2.3.2), assim como a teoria a respeito do controlador, será descrita na próxima seção a estratégia de controle aplicada ao sistema proposto, desenvolvendo simulações para verificação do desempenho do mesmo.

3.3 Projeto do Controlador

Usando informações do modelo matemático já apresentado na Seção 2.3.2 em conjunto com o controlador Proporcional + Multi-Ressonante (MRC) derivado na Seção 3.1, é possível obter analiticamente os parâmetros para os controladores.

No decorrer desta Seção serão apresentadas as estratégias de controle aplicadas para cada uma das fontes. A organização adotada ao longo do trabalho será aqui igualmente repetida, dividindo o texto entre seções específicas para a fonte de tensão e para a fonte de corrente.

3.3.1 Projeto de Controlador da Fonte de Tensão

Dentre as estratégias de controle relatadas, foi adotada para a fonte de tensão o controle em cascata, que consiste no emprego de duas malhas com suas respectivas realimentações. A Figura 3.12 traz o exemplo do controle em cascata, com a malha externa controlando a tensão de saída do inversor enquanto a malha interna regula a corrente, seja esta a corrente do capacitor ou do indutor de filtro.

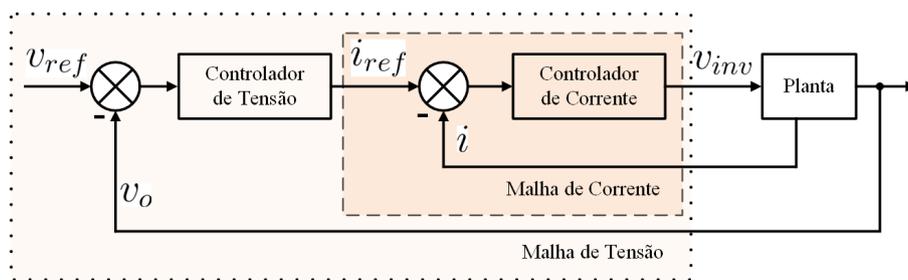


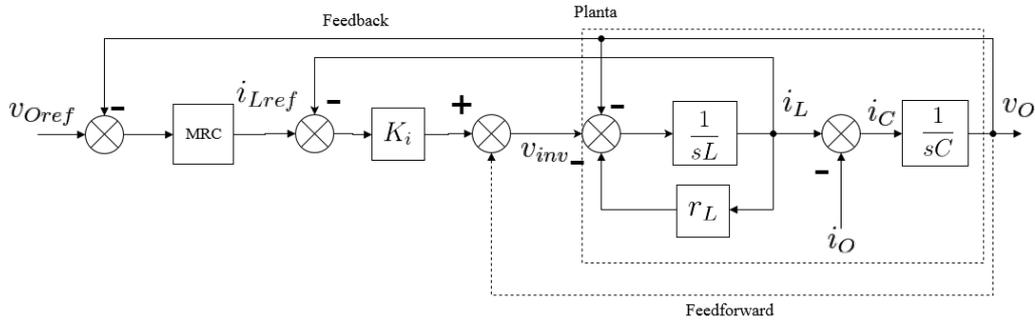
Figura 3.12: Controle em Cascata com malhas de tensão (externa) e corrente (interna)

A malha interna tem como objetivo rastrear a corrente de referência, fornecendo uma compensação rápida para quaisquer perturbações de carga [71]. A referência para esta malha interna de corrente é gerada pela malha externa de regulação da tensão. Este esquema em cascata costuma usar, na malha interna, a corrente do capacitor de filtro [56, 58] ou a corrente do indutor do filtro [71–73] como a variável de realimentação, cada qual com seus méritos e deficiências.

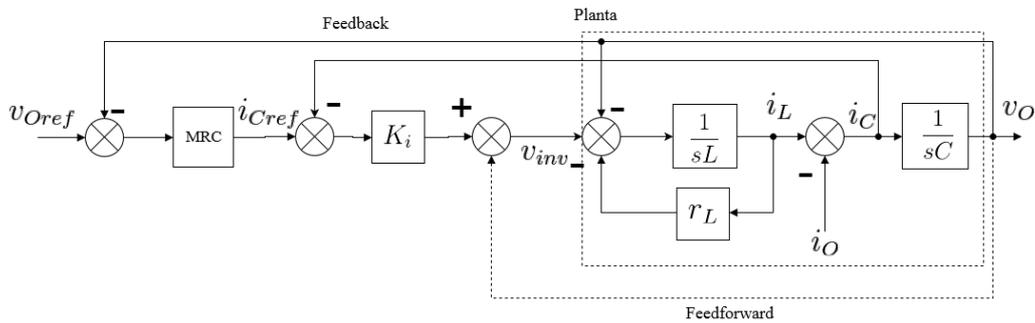
Em [56, 71] foram realizadas comparações de desempenho para as duas abordagens, onde ambos concluem para o melhor um desempenho do controle utilizando a

corrente do capacitor como variável de controle da malha interna. Em [56], justifica-se a melhor performance pelo fato da corrente do capacitor ser proporcional à derivada da tensão de saída ($i_C = \frac{dv_O}{dt}$). Esta relação faz com que o controle pela corrente do capacitor tenha um caráter antecipatório, melhorando o desempenho em regime transitório do sistema [45].

A Figura 3.13 mostra a representação das duas estruturas de controle. A Figura 3.13a exibe a realimentação pela corrente de indutor i_L enquanto a Figura 3.13b exibe a realimentação pela corrente de capacitor i_C , onde a malha externa de controle da tensão inclui o bloco referente ao controle MRC e a corrente da carga i_O é tida como uma entrada de perturbação.



(a)



(b)

Figura 3.13: Representação de esquemas de controle com realimentação da corrente do indutor (a) e da corrente do capacitor (b)

Fonte: Adaptado de [71]

Apesar das abordagens de realimentações serem diferentes, ao montar a função de transferência referente aos diagramas de bloco representados na Figura 3.13, se vê que a equação característica de ambos os sistemas é a mesma. Nesta análise não estão presentes a dinâmica do PWM e os ganhos relativos ao inversor e trafo, o que não afeta o resultado.

A função de transferência referente à realimentação pela corrente do indutor (Figura 3.13a) é exibida na equação (3.13), ao passo que em (3.14), é mostrada a função

de transferência referente à realimentação pela corrente do capacitor (Figura 3.13b).

$$v_O = \frac{K_i \cdot MRC(s)}{Den(s)} v_{Oref}(s) - \frac{K_i + r_L + sL}{Den(s)} i_O(s) \quad (3.13)$$

$$v_O = \frac{K_i \cdot MRC(s)}{Den(s)} v_{Oref}(s) - \frac{r_L + sL}{Den(s)} i_O(s) \quad (3.14)$$

onde o denominador das funções é o polinômio $Den(s) = s^2LC + sCr_L + sCK_i + K_i \cdot MRC(s) + 1$, K_i é o controlador proporcional da malha interna e $MRC(s)$ a função de transferência do controlador MRC da malha externa (equação (3.8)).

As duas equações mostram que, independente da variável de corrente realimentada, a saída depende de ambos, da referência (primeiro termo) e da corrente de carga (segundo termo), o que já foi assinalado na equação (2.6), quando da construção do modelo do inversor para fonte de tensão na Seção 2.3.2.

As equações (3.13) e (3.14) evidenciam também que, em regime permanente, o compensador MRC, por possuir um ganho elevado na frequência ressonante (Figura 3.4b), faz com que, para ambas as equações, o primeiro termo se aproxime de v_{Oref} enquanto o segundo termo tenda a zero.

Como afirmado em [71], o esquema de realimentação da corrente do capacitor de filtro da atinge um melhor desempenho, no entanto, este esquema não incorpora proteção de sobrecorrente para o inversor, uma vez que a medida da corrente de saída não está disponível, sendo necessário para tal, o acréscimo de mais um sensor, o que eleva custos. Neste trabalho, foi realizado o projeto do controlador realimentando a corrente do indutor de filtro de modo a verificar se é atingido o desempenho almejado, com a vantagem da proteção de sobrecorrente ser facilmente adicionada no controle.

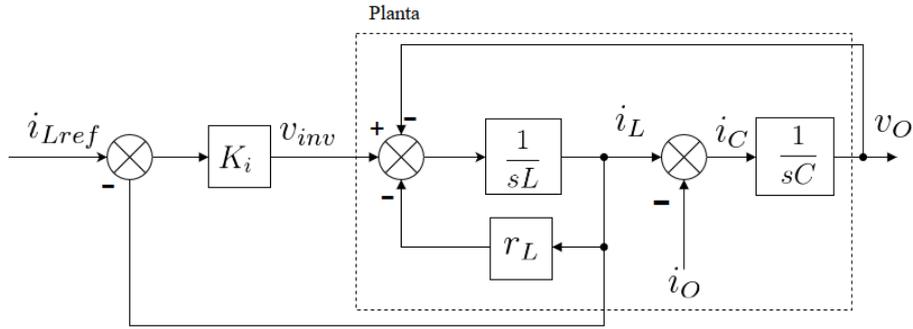
Como já mencionado, a estrutura do controlador da fonte de tensão será em cascata. O procedimento para o seu projeto se dará em duas etapas, que serão apresentadas nas seções seguintes. O procedimento constitui da sintonia do controlador da malha interna de corrente seguida do controle da malha externa de tensão. Em ambas as etapas, foi adotada a abordagem no domínio da frequência, buscando obter margens de estabilidade satisfatórias assim como uma largura de banda específica para as malhas de controle.

Para a malha interna de corrente foi utilizado apenas o controle proporcional, onde se espera que o controle MRC da malha externa, com seu alto ganho nas frequências ressonantes, garanta erro zero em regime permanente, além de compensar a distorção harmônica gerada pela alimentação da carga não-linear, que nesta aplicação, se trata do medidor eletrônico de energia elétrica.

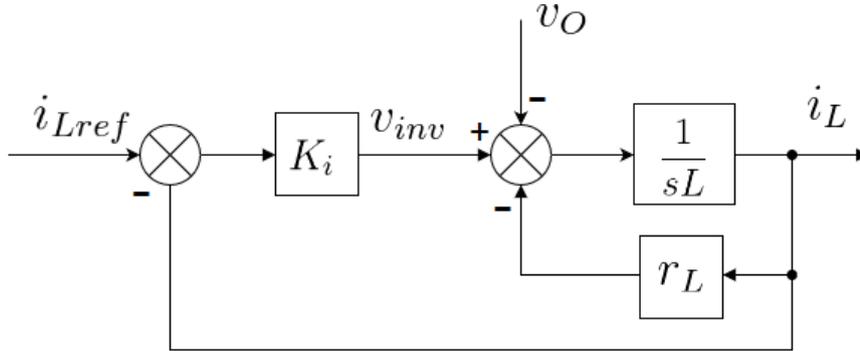
Malha Interna de Corrente

A malha interna de corrente deve ter seus parâmetros determinados primeiro, já que o desenvolvimento do controlador de tensão requer o conhecimento das características dinâmicas do controlador de corrente. Nesse sentido, é ilustrado nesta seção o modelo da malha interna de corrente e sua adequação para a seleção do ganho do controlador.

A Figura 3.14a ilustra a malha interna de corrente. Tendo em mente que o objetivo desta malha é controlar a corrente do indutor, esta pode ser redesenhada como exibido na Figura 3.14b.



(a) Diagrama Completo



(b) Diagrama Simplificado

Figura 3.14: Diagramas da Malha Interna de Controle da Corrente completo (a) e simplificado (b)

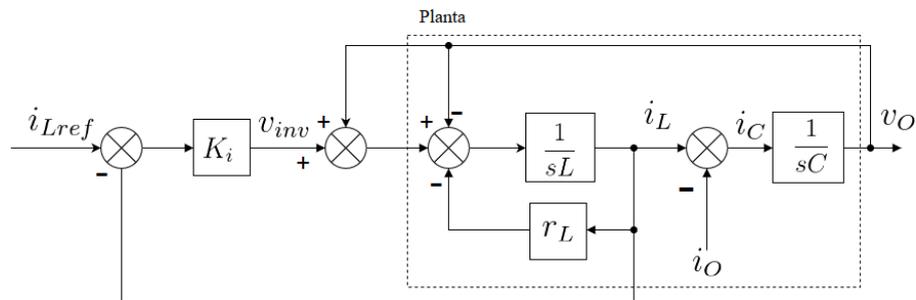
A função de transferência referente ao diagrama da Figura 3.14b é dada por:

$$i_L(s) = \frac{K_i}{sL + r_L + K_i} \cdot i_{Lref}(s) - \frac{1}{sL + r_L + K_i} \cdot v_O(s) \quad (3.15)$$

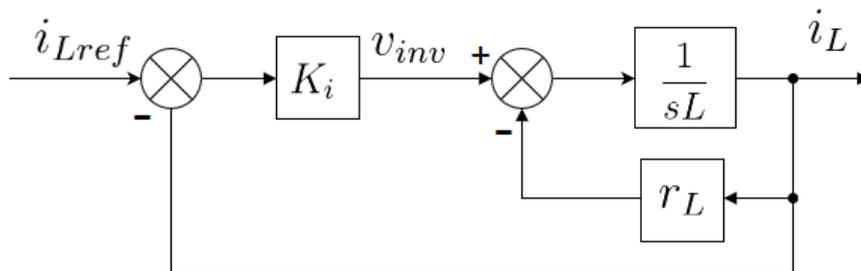
Na equação (3.15), a tensão de saída atua como uma perturbação na malha de corrente. Se, como proposto em [58], a tensão de saída for realimentada positivamente, de modo a desacoplar o seu efeito, a nova função de transferência em malha fechada passa a ser:

$$i_L(s) = \frac{K_i}{sL + r_L + K_i} \cdot i_{REF}(s) \quad (3.16)$$

Esta operação, em que a tensão de saída é pré-compensada, está ilustrada na Figura 3.15, que mostra em 3.15a a realimentação da tensão e em 3.15b, o diagrama em blocos com o sistema resultante após o desacoplamento da tensão de saída.



(a) Malha Interna de Controle da Corrente com realimentação positiva da tensão de saída



(b) Malha Interna de Controle da Corrente simplificada

Figura 3.15: Diagrama da malha interna de controle da corrente com desacoplamento da tensão de saída (a) e malha desacoplada (b)

Pela Figura 3.15b, como se trata de uma planta de primeira ordem, esta seria invariavelmente estável, entretanto, buscando uma melhor aproximação do modelo aos sistemas físicos, são incluídos na planta a dinâmica do PWM, sensor e o ganho proporcionado pelo inversor. O diagrama do sistema decorrente destas inclusões está exibido na Figura 3.16.

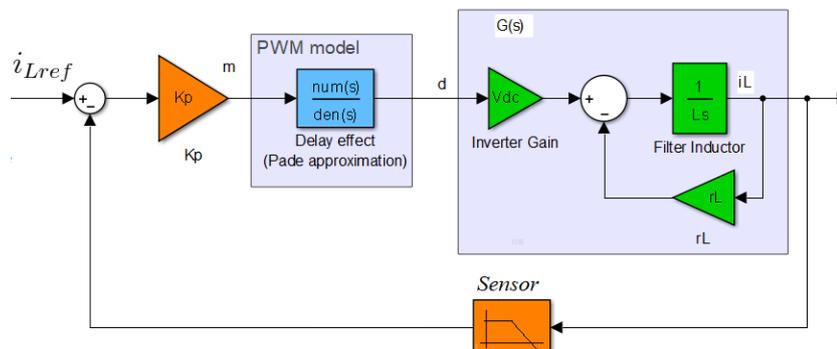


Figura 3.16: Diagrama de Controle da Malha Interna de Corrente incluindo dinâmica do PWM, sensor e ganho do inversor

A escolha do ganho K_i da malha interna de corrente, dado o diagrama da Figura 3.16, pode se dar através do diagrama do lugar das raízes ou de cálculos das

margens de ganho e fase envolvendo a função de transferência de malha aberta do sistema. A segunda forma foi adotada, uma vez que provém um modo sistemático que pode ser repetido em softwares de cálculo numérico. A escolha do ganho foi conduzida de modo que a malha interna de corrente atenda as especificações de largura de banda em malha fechada de 4 kHz (1/10 da frequência de chaveamento) e uma margem de fase $\geq 30^\circ$, de modo a garantir a estabilidade da malha de controle contra atrasos adicionais não considerados.

Da Figura 3.16, a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$G_{OLv}(s) = K_i V_{DC} \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \frac{G_{ti}}{sT_{sensor} + 1} \frac{1}{sL + r_L} \quad (3.17)$$

onde T_s é a frequência de amostragem, $\frac{G_{ti}}{sT_{sensor} + 1}$ a dinâmica do transdutor incluindo seu ganho e, por fim, os parâmetros do filtro, dados por sL e r_L , que são a indutância e sua resistência equivalente.

Impondo que o módulo da equação (3.26) ($|G_{OLv}(j\omega)| = 1$) seja igual a um na frequência de corte, f_{CL} (frequência a partir da qual o ganho passa a ser menor do que 1), e reorganizando em função de K_P , tem-se, com $\omega = \omega_{CL} = 2\pi f_{CL}$:

$$K_i = \frac{1}{V_{DC}} \sqrt{r_L^2 + (\omega_{CL}L)^2} \sqrt{(T_{sensor}\omega_{CL})^2 + 1} \quad (3.18)$$

Para realizar os cálculos, foram levados em consideração os parâmetros listados na Tabela 3.2, e a partir de (3.18), chega-se ao valor $K_i = 0,67$.

Tabela 3.2: Parâmetros da planta da Fonte de Tensão

Indutância de Filtro	L	940 μH
Capacitância de Filtro	C	3.3 μF
Resistência série equivalente do indutor	r_L	0,7 Ω
Ganho do Trafo de Tensão	A_v	120/22,7
Barramento CC	V_{DC}	38
Frequência de Chaveamento	f_{sw}	40 kHz
Constante de Tempo do Sensor	T_{sensor}	$\frac{1}{2\pi 9.2 \cdot 10^3}$
Largura de banda da malha interna de corrente	f_{CL}	4 kHz
Largura de banda da malha externa de tensão	f_{CV}	2 kHz

Malha de Externa de Tensão

Uma vez conhecido o modelo da malha interna de corrente, pode-se avançar para o exame da malha externa, que regula a tensão de saída do sistema. As questões a serem abordadas na análise da malha são semelhantes às discutidas anteriormente, isto é, determinar os ganhos de controle de modo a garantir estabilidade com uma margem de fase e ganho seguras.

A Figura 3.17 mostra o diagrama de blocos de controle considerado para a malha externa de tensão. Como pode ser observado, a malha interna de corrente está agrupada no bloco de controle da corrente $G(s)$.

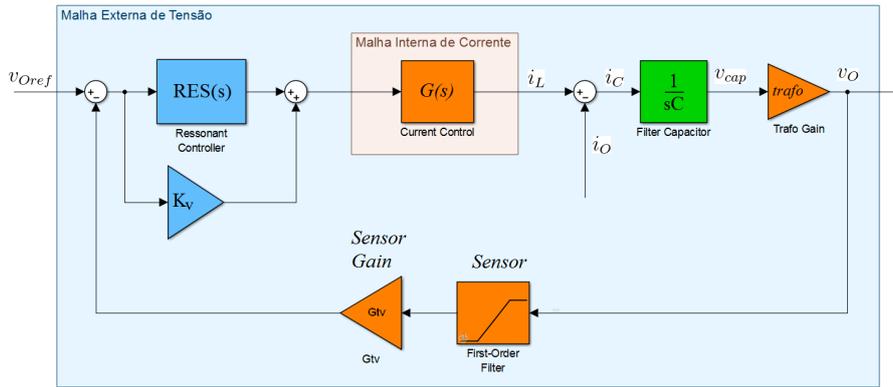


Figura 3.17: Diagrama de Blocos da Malha Externa de Controle da Tensão

A malha externa de controle da tensão, representada pelos blocos $RES(s) + K_v$, gera em sua saída a corrente de referência da malha interna. A tensão de referência v_{Oref} é comparada com a tensão de saída do inversor e o erro resultante é a entrada do controlador.

O bloco $RES(s)$ representa a parcela ressonante, incluindo a fundamental e os harmônicos considerados. Em paralelo, o termo proporcional, que em conjunto com o termo ressonante, compõe o controle Proporcional + Multi-ressonante (MRC). Conforme mencionado, cada termo ressonante traz um ganho elevado em sua frequência de ressonância. Ajustando para as frequências fundamental, 3°, 5° e 7° harmônicos, espera-se que, além de garantir erro zero na fundamental em regime permanente, também elimine os três primeiros harmônicos ímpares que possam vir a ser causados por influência de não linearidades do sistema ou da carga.

Para o projeto da malha externa de tensão, será utilizada uma aproximação da função de transferência equivalente da malha interna de corrente. Para tanto, como sugere [34], um modelo simplificado de primeira ordem da malha interna de corrente será utilizado, em que $G(s)$ será considerada igual a:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{CL}} + 1} \quad (3.19)$$

onde ω_{CL} representa a frequência de corte considerada para a malha interna de corrente.

A aproximação apontada fica amparada na comparação da resposta em frequência de ambos modelos exibida na Figura 3.18, mostrando a proximidade das curvas em torno da frequência de corte desejada para a malha externa de controle da tensão. Em azul, está a resposta em frequência do modelo exato da Figura 3.16. Em vermelho, a aproximação de primeira ordem dada pela equação (3.19).

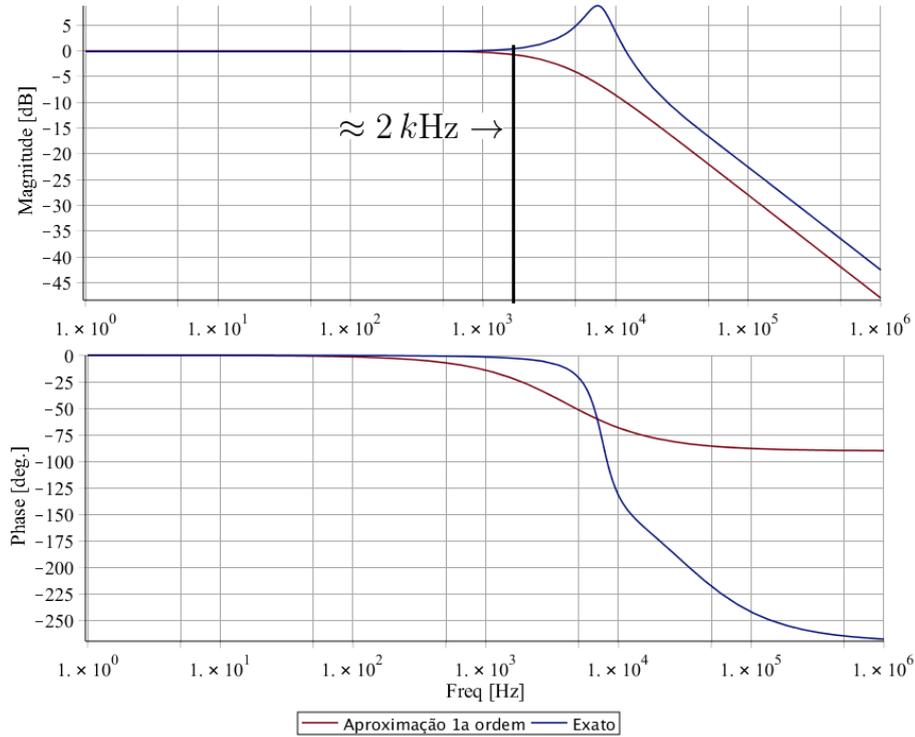


Figura 3.18: Resposta em Frequência da malha de corrente aproximada e exata

Dado o diagrama de blocos da Figura 3.17, o projeto do controlador MRC é realizado em duas etapas. Em primeiro lugar, escolhe-se um ganho proporcional, de modo que o regulador seja estável e dê uma boa resposta transitória. Em seguida, projeta-se a componente multi-ressonante do controle para que forneça, em regime permanente, o erro de fase e ganho desejado, garantindo uma margem de fase segura para o sistema.

A partir da Figura 3.17, a função de transferência de malha aberta equivalente, considerando apenas o ganho proporcional e a aproximação em (3.19), pode ser escrita como:

$$H_{OLv}(s) = K_v G(s) \frac{1}{sC} \frac{G_{tv}}{sT_{sensor} + 1} A_v \quad (3.20)$$

onde T_s é a frequência de amostragem, $\frac{G_{tv}}{sT_{sensor} + 1}$ a dinâmica do transdutor incluindo seu ganho, C a capacitância de filtro e A_{trafo} , o ganho do transformador.

Impondo que o módulo da equação (3.20) ($|H_{OLv}(j\omega)| = 1$) seja igual a um na frequência de corte, f_{CV} , e reorganizando em função de K_v , tem-se, com $\omega = \omega_{CV} =$

$2\pi f_{CV}$:

$$K_v = \frac{\omega_{CV}C}{A_v G_{tv}} \sqrt{\left(\frac{\omega_{CV}}{\omega_{CL}}\right)^2 + 1} \sqrt{(T_{sensor}\omega_{CV})^2 + 1} \quad (3.21)$$

Para realizar os cálculos, foram levados em consideração os parâmetros listados na Tabela 3.2 e, a partir de (3.21), chega-se ao valor $K_v = 1,5$.

Obtido o ganho proporcional, serão definidos os parâmetros da parcela multi-ressonante do MRC. A equação (3.8) com a função de transferência do MRC já foi derivada na Seção 3.1 e é repetida em (3.22):

$$H_{AC_h}(s) = K_p + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{2K_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_1)^2} \quad (3.22)$$

onde h indica a ordem do harmônico a ser compensado, K_{ih} os ganhos ressonantes individuais e ω_c largura de banda do pico ressonante em rad/s.

Alguns trabalhos propõem métodos para determinação dos parâmetros do controle ressonante através de otimização [60], minimização da distância da trajetória do contorno de Nyquist ao ponto crítico [61] ou mesmo [74], que através de uma abordagem no espaço de estados, aplica a técnica do Regulador Linear-Quadrático (LQR) para determinar os coeficientes. Neste trabalho, por serem considerados apenas quatro modos ressonantes, será realizado um ajuste com base em dois parâmetros:

- Margem de fase do sistema em malha aberta $\geq 30^\circ$, de modo a garantir a estabilidade da malha de controle contra atrasos adicionais não considerados decorrentes de aproximações e variações de parâmetros [41].
- Margem de ganho $\geq 4\text{dB}$ que visa garantir a estabilidade da malha de controle de loop contra variações no ganho do modelo [41].

Partindo desta proposição, o ganho das parcelas ressonantes para a malha externa da fonte de tensão foi selecionado de forma manual, através do método da tentativa e erro, igual a $K_{ih} = 500$, ganho este que leva às condições de margens pretendidas e exibidas no diagrama de Bode da Figura 3.19.

O parâmetro ω_c controla a seletividade dos modos de ressonância do MRC. Um valor menor, tornará os picos mais estreitos e portanto o MRC torna-se mais sensível às variações de frequência. Como este equipamento irá operar de forma isolada, não há previsão de variação significativa da frequência, permitindo uma maior seletividade do filtro, adotando portanto $\omega_c = 2\pi 0,3$ rad/s.

Visando uma melhor organização e fácil acesso aos dados, os ganhos calculados para a fonte de tensão são replicados na Tabela 3.3.

Com os parâmetros estabelecidos e listados na Tabela 3.3, pode-se montar a função de transferência do compensador MRC, substituindo os valores na equação

Tabela 3.3: Ganhos do Controle para Fonte de Tensão

Parâmetro	Identificação	Valor
Ganho Proporcional da malha interna	K_i	0,67
Ganho Proporcional da malha externa	K_v	1,5
Ganho Ressonante	K_{ih}	500
Largura de banda do pico ressonante	f_c	0,3 Hz

(3.22), o que leva a:

$$H_{ACv}(s) = 1,5 + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{500 \cdot 2\pi 0,3s}{s^2 + 2(2\pi 0,3)s + (h2\pi 60)^2} \quad (3.23)$$

A Figura 3.19 exibe as margens de fase e ganho obtidas, estando ambas dentro dos valores pretendidos de margem de fase $\geq 30^\circ$ e de ganho ≥ 4 dB.

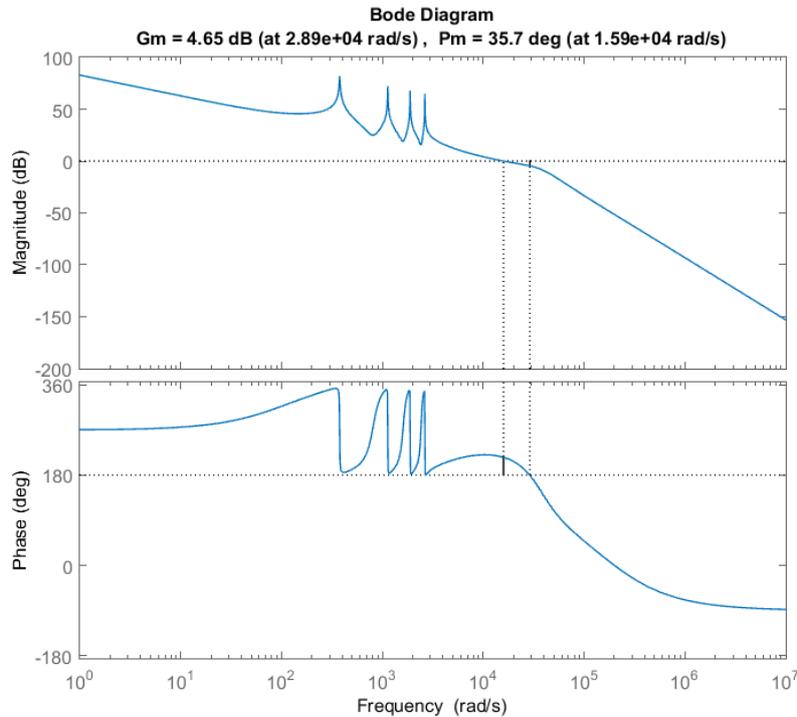


Figura 3.19: Margens de Ganho e Fase da malha de controle da Fonte de Tensão

Com o propósito de avaliar o desempenho do controlador projetado para a fonte de tensão, foi realizada uma simulação em tempo contínuo utilizando o Simulink. A Figura 3.20 mostra o resultado da simulação com uma variação súbita do sinal de referência.

Na Figura 3.20a estão sobrepostos o sinal de referência e a tensão de saída. Em $t = 0.117$ s, ocorre um degrau na referência que, conforme figura indica, o controle consegue rastrear de forma adequada. A Figura 3.20a mostra o erro de rastreamento da tensão sobreposto ao sinal de referência, permitindo ver o seu comportamento

durante o degrau. Nela, vê-se que em menos de metade um ciclo após o degrau, o erro volta à condição de regime permanente.

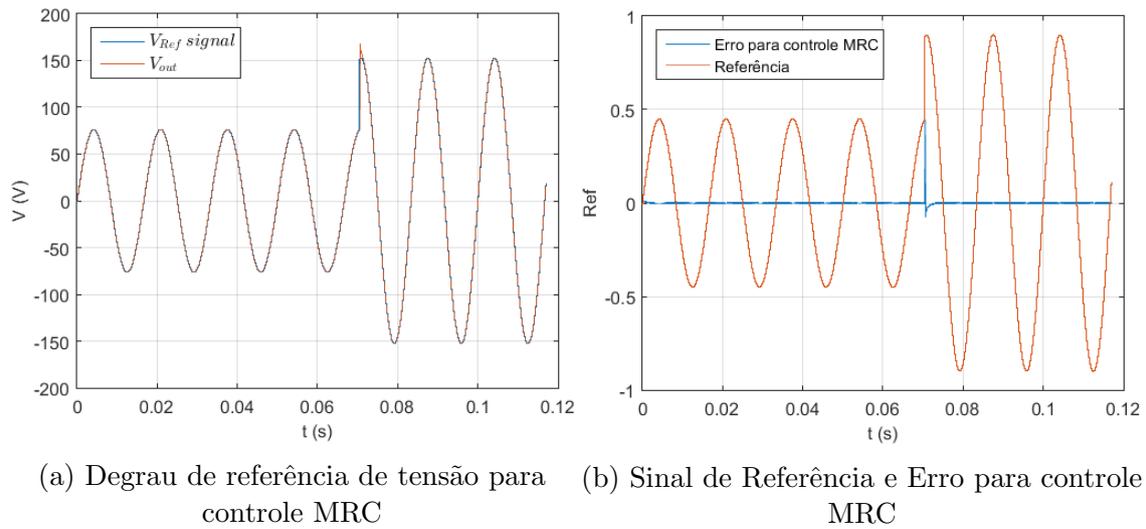


Figura 3.20: Comportamento da fonte de tensão (a) e do erro (b) durante degrau de Referência com controle MRC

A performance da fonte de tensão perante um degrau de carga linear foi verificada e sua resposta é exibida na Figura 3.21a. Foi simulando uma variação de carga linear cuja potência é equivalente ao limite de consumo para medidores eletrônicos. Em 3.21b está o detalhe da variação da tensão durante o degrau de carga, apontando que a tensão de saída volta a acompanhar a referência após cerca de 3 ms.

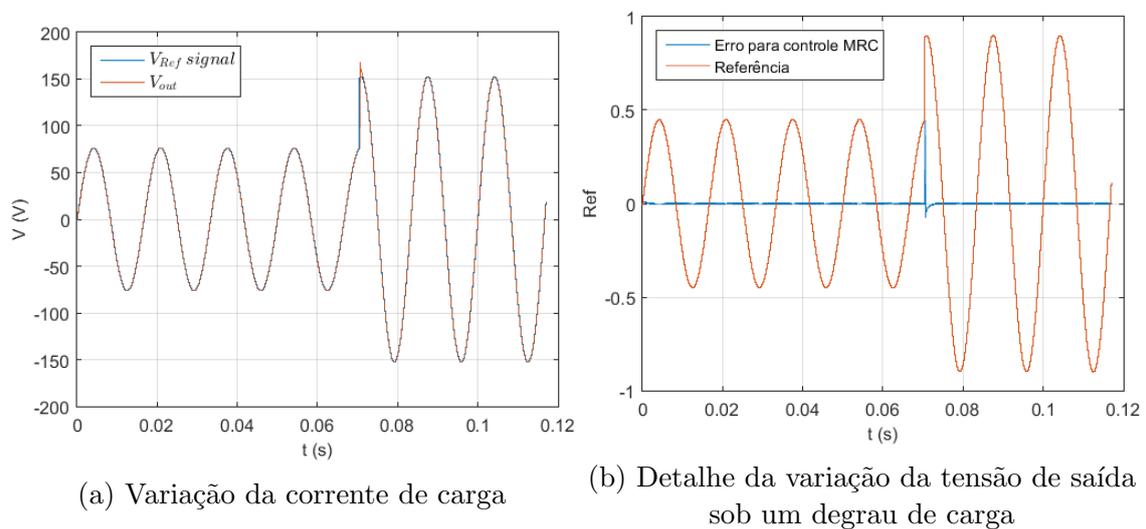


Figura 3.21: Comportamento da fonte de tensão (a) e do erro (b) durante degrau de Referência com controle MRC

Para ser implementado na forma digital, os controladores devem ser discretizados. Conforme demonstrado em [75], o método de discretização utilizando a transformação bilinear, ou de Tustin, com compensação de distorção (prewarping), leva às implementações mais precisas com relação à localização dos picos de ressonância.

Assim, esta transformação é empregada neste trabalho para analisar o comportamento do sistema no domínio discreto.

A transformação do controlador foi realizada utilizando a ferramenta Matlab, por meio do comando *c2d*. Após a transformação da equação (3.28), a função de transferência discreta se torna

$$H_{ACv}(z) = \frac{b_0 - b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.24)$$

onde $b_0 = b_2 = 0.023567$, $a_1 = -1,999817$ e $a_2 = 0,999906$.

Na equação (3.24), apenas o termo relacionado à frequência fundamental é exposto, contudo, o mesmo procedimento se aplica aos demais termos ressonantes.

A equação $H_{ACv}(z)$ pode ser implementada em processadores na forma de equação de diferenças como

$$y(n) = b_0[u(n) - u(n - 2)] + a_1 y(n) + a_2 y(n - 2) \quad (3.25)$$

onde $y(n)$ é a saída da função de transferência e $u(n)$ o sinal de erro.

A simulação do comportamento da fonte de tensão, com os controladores implementados na forma discreta, com realimentação da corrente de indutor na malha interna se deu no software PSIM, cuja planta simulada se encontra na Figura 3.22.

Nesta simulação foi analisada a performance do controle frente à perturbações, primeiramente gerada pela entrada de uma carga linear, e em seguida, por uma carga não-linear, um retificador de onda completa emulando a fonte de alimentação do medidor de energia. Os parâmetros do transformador foram obtidos partir de ensaios em um modelo real.

No primeiro momento, foi avaliada a resposta do sistema a um degrau de carga linear, em que a fonte sai de uma condição em vazio para uma carga equivalente ao máximo consumo regulamentado de um medidor eletrônico. O resultado está na Figura 3.23, que mostra na parte superior, a tensão de saída sobreposta à tensão de referência. No momento da entrada da carga, há uma queda na tensão de saída, que se recompõe em menos de um quarto de ciclo da fundamental. Ainda na Figura 3.23, a parte inferior exibe a corrente de carga e o erro de rastreamento da tensão, que possui um transitório no momento da entrada porém que é levado pra próximo de zero.

A mesma avaliação foi repetida, porém com um degrau de carga não-linear, simulando a conexão de um medidor, cujo resultado se encontra na Figura 3.24. Embora em regime o erro tenda a zero, se vê que durante o transitório, há um piora no desempenho do controle para compensar o efeito da carga não linear sobre a fonte.

De modo a comprovar a eficácia da compensação harmônica por meio do controle

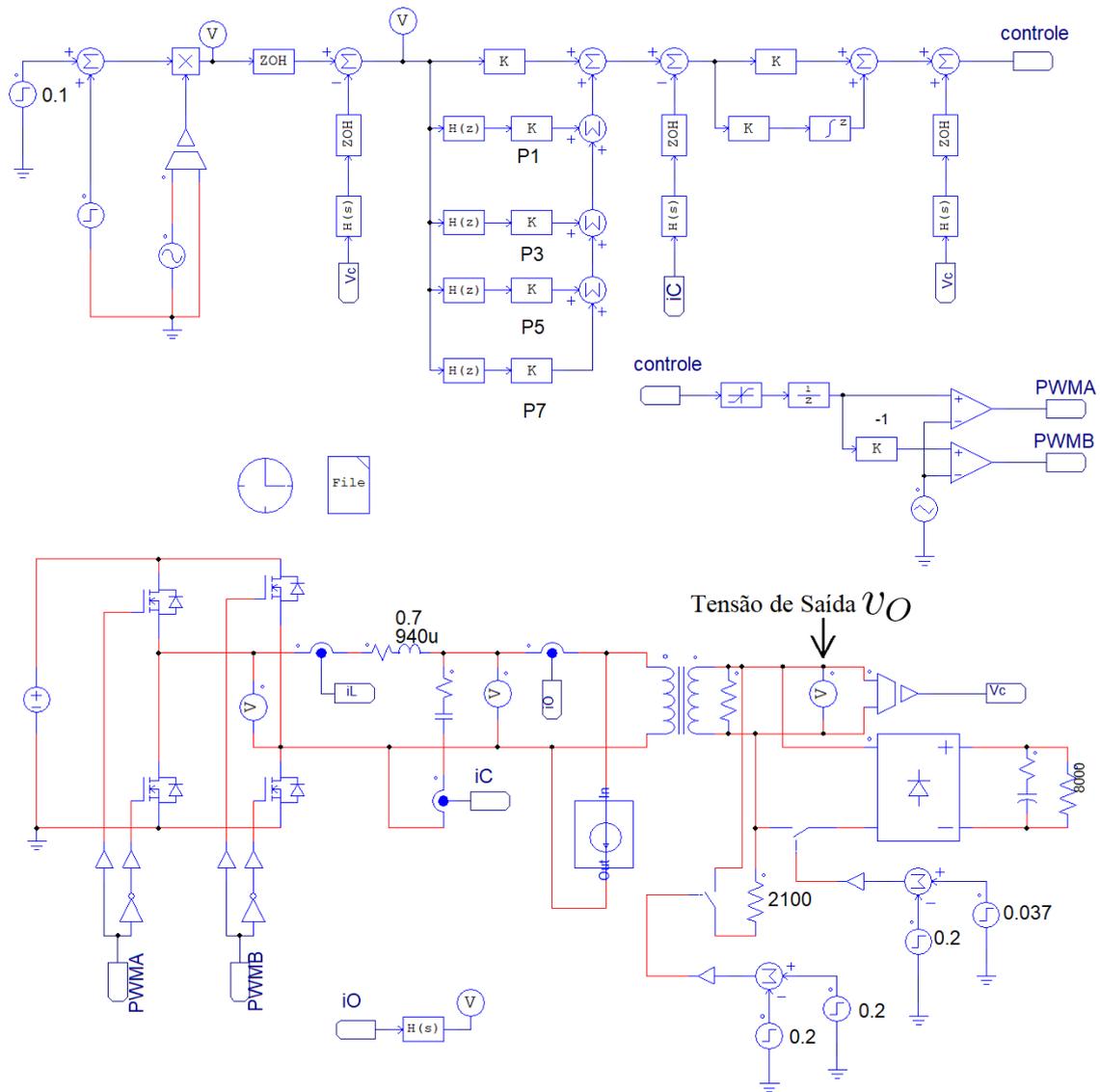


Figura 3.22: Planta da Fonte de Tensão simulada no PSIM com malha de controle discretizada

MRC, na Figura 3.25 são mostrados os resultados das simulações para dois casos: 3.25a com compensação harmônica ligada e em 3.25b com a compensação harmônica desligada, isto é, os termos ressonantes referentes ao 3°, 5° e 7° harmônicos com ganho zero.

Os resultados de simulação apresentados na Figura 3.25 mostram que o THD da tensão de saída subiu consideravelmente ao desligar a compensação harmônica quando sob carga não linear, efeito que pode ser percebido a partir da observação da forma de onda em comparação com a referência.

Com o propósito de checar a "portabilidade" dos ganhos calculados para o projeto do controlador utilizando a realimentação da corrente de indutor, foram repetidas as simulações apresentadas nas Figuras 3.23, 3.24 e 3.25a, no entanto, realimentando a corrente de capacitor. O resultado está nas formas de onda da Figura 3.26,

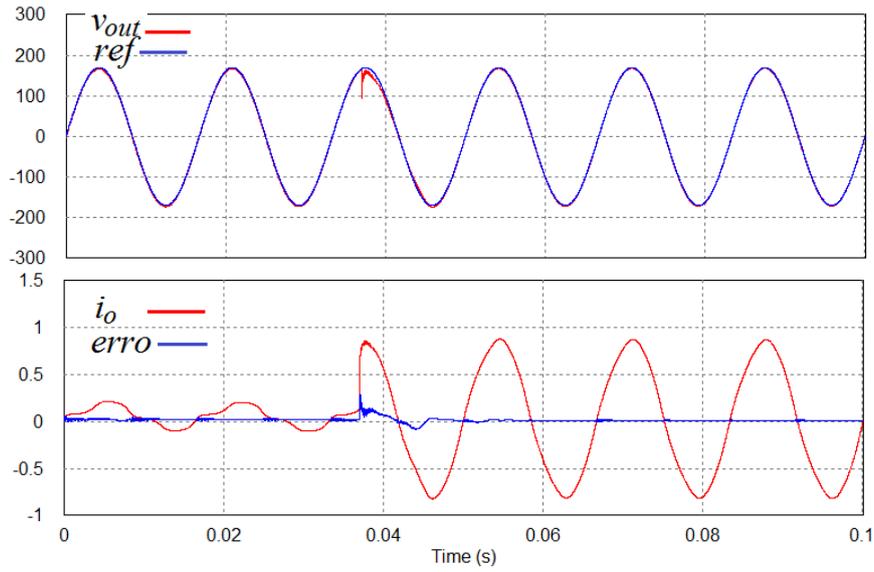


Figura 3.23: Simulação com degrau de carga linear para fonte de tensão e controle discretizado

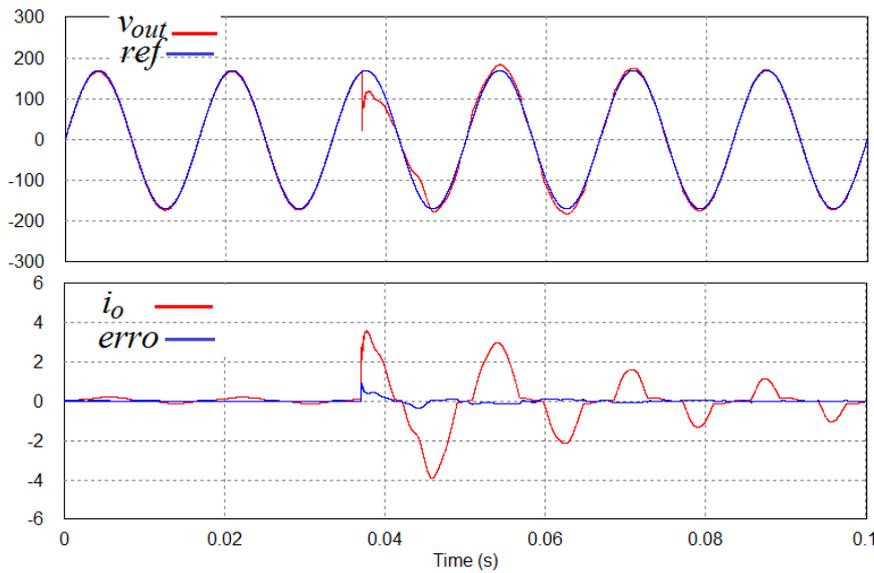
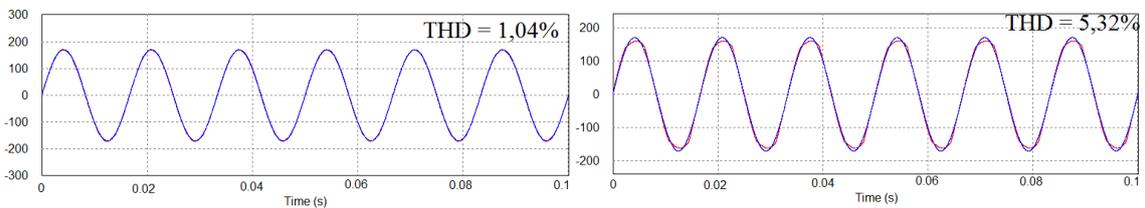


Figura 3.24: Simulação com degrau de carga não linear para fonte de tensão e controle discretizado



(a) Compensação Harmônica Ligada

(b) Compensação Harmônica Desligada

Figura 3.25: Distorção da Fonte de Tensão sob carga não linear com (a) e sem (b) compensação harmônica

em que o desempenho durante o transitório é exibido em (a) para um degrau de carga linear e em (b) para um degrau de carga não-linear. Nota-se pela simulação o desempenho superior do controle quando a malha interna de corrente é realimentada pela corrente de capacitor. O THD da tensão de saída sob carga não linear, que diminuiu para a metade, está exibido em (c).

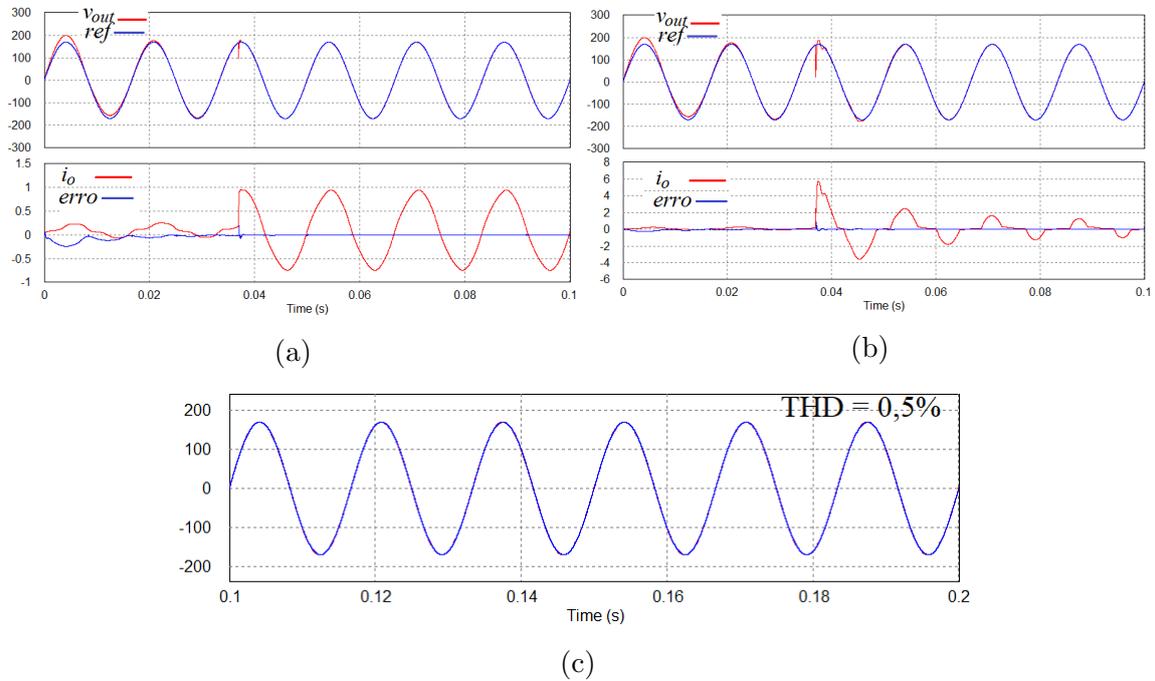


Figura 3.26: Simulação discreta com degrau de carga linear (a), não-linear (b) e THD resultante (c) para fonte de tensão com malha interna realimentada pela corrente do capacitor

A melhora no comportamento durante o transiente ocorre porque a corrente do capacitor muda instantaneamente com a mudança da tensão de saída, independentemente da corrente do indutor. Assim, qualquer mudança na tensão de saída é refletida na corrente de capacitor, fornecendo assim uma ação de controle rápida para corrigir a variação na tensão de saída, o que coincide com as conclusões expostas em [56, 71].

O mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de tensão no plano complexo $s = j\omega$ é apresentado na Figura 3.27, onde os polos são representados por “x” e os zeros por “o”. Na mesma figura é exibido o detalhe das raízes no entorno da origem. Neste gráfico pode ser observado que o sistema é estável já que todos os polos se encontram no semi-plano esquerdo do plano complexo.

O diagrama da Figura 3.27 corresponde às raízes da função de transferência em malha fechada referente ao sistema completo da fonte de tensão, considerando os valores atribuídos para os componentes, a dinâmica dos sensores e os ganhos obtidos no desenvolvimento nesta seção. A derivação da função de transferência correspondente é apresentada no Apêndice B.

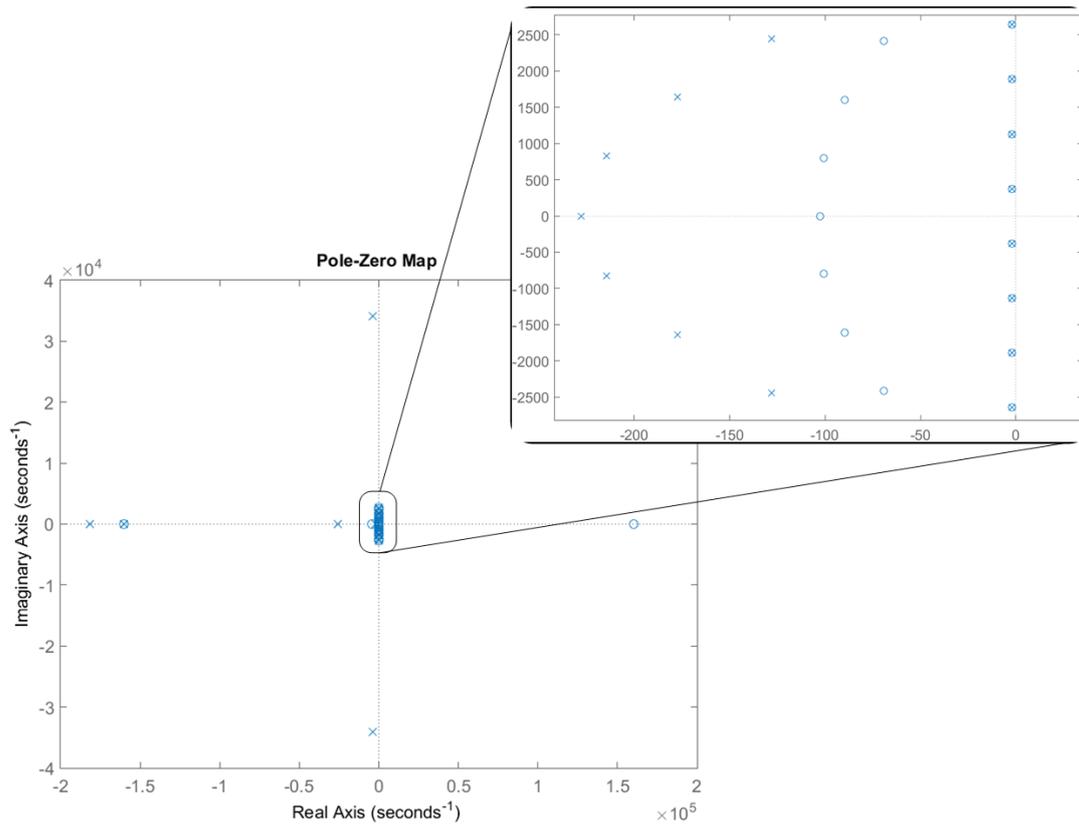


Figura 3.27: Mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de tensão

Com base nos resultados obtidos através de simulação da fonte de tensão, pode-se concluir que o MRC se mostrou satisfatório para o controle do sistema, mesmo perante mudanças abruptas de referência e de carga, contribuindo para redução do THD da forma de onda da tensão quando sob carga não linear. Foi ainda demonstrado por meio de simulação a melhora na performance quando a malha interna realimenta a corrente de capacitor. Será apresentado na próxima seção o projeto do controlador da fonte de corrente.

3.3.2 Projeto de Controlador da Fonte de Corrente

Por se tratar de uma fonte com apenas uma variável de estado a ser controlada, seu projeto é simplificado. A planta da fonte de corrente já foi modelada no Capítulo 2, em sua Seção 2.3.2. Como já explicitado, trata-se de um sistema de primeira ordem. Para o desenvolvimento do controlador, adota-se a abordagem em tempo contínuo, seguida da transformação do controlador resultante para o tempo discreto.

A Figura 3.28 mostra o diagrama de bloco de malha de controle da fonte de corrente, onde todos os componentes são representados por suas respectivas funções de transferência. Como já mencionado, a planta, identificada na figura como $G(s)$, é composta pelo modelo de um circuito R-L associada ao ganho do trafo.

Como será visto, todas as etapas aqui descritas são semelhantes, quando não idênticas, às etapas de cálculo executadas para a malha interna de corrente da fonte de tensão realizado anteriormente.

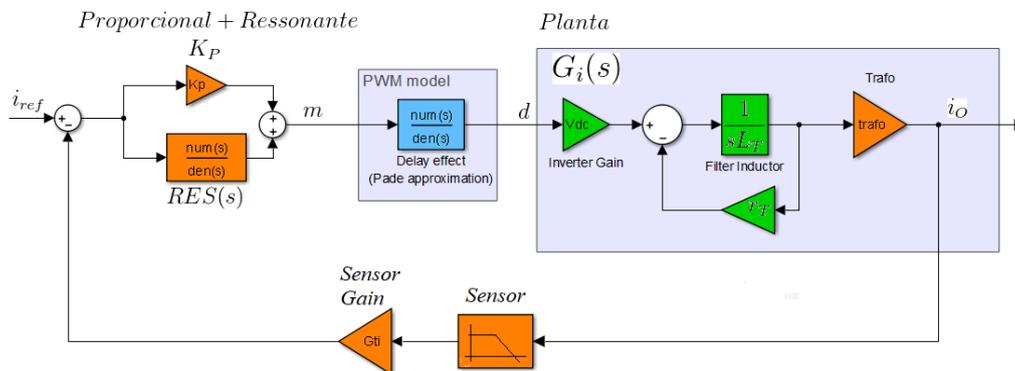


Figura 3.28: Diagrama de Controle da Fonte de Corrente

A saída do regulador Proporcional + Multi-Ressonante (MRC) representa o sinal que modula o PWM, que foi modelado como uma aproximação de primeira ordem de Padé do seu atraso, já esclarecido na Seção 2.3.1.

Finalmente, para replicar completamente uma implementação típica, é levado em consideração o ganho do transdutor, incluindo a dinâmica do filtro, necessário para atenuar ruídos residuais do chaveamento. Este componente, apesar de ter pouco efeito na resposta de magnitude do sistema na frequência de interesse, introduz um deslocamento de fase adicional que pode ter um efeito significativo na estabilidade do sistema [34].

A partir do diagrama de blocos da Figura 3.28, é realizado o cálculo dos parâmetros do controlador MRC, para se obter um ganho proporcional de modo que a malha de controle seja estável e possua uma boa resposta transitória. Determinam-se em seguida os parâmetros do termo multi-ressonante para que forneça, em regime permanente, o erro de fase e ganho desejado, garantindo uma margem de fase segura para o sistema.

A escolha do ganho K_P foi conduzida de modo a atender as especificações de largura de banda em malha fechada de 4 kHz (1/10 da frequência de chaveamento). Como a planta a ser controlada possui dinâmica de primeira ordem, não haveria em princípio preocupação com margens de estabilidade se apenas se utilizasse controle proporcional, já que esta seria sempre estável. No entanto, pela inclusão das dinâmicas do PWM, sensor e a parcela ressonante, deve-se prestar atenção para as margens de estabilidade, o que se buscou estabelecendo uma margem de fase $\geq 30^\circ$ e de ganho ≥ 4 dB.

Da Figura 3.28, considerando apenas o ganho proporcional, a função de trans-

ferência de malha aberta é dada por:

$$G_{OLi}(s) = K_P V_{DC} \frac{1 - s \frac{T_s}{4}}{1 + s \frac{T_s}{4}} \frac{G_{ti}}{s T_{sensor} + 1} \frac{1}{s L_T + r_T} A_i \quad (3.26)$$

onde T_s é a frequência de amostragem, $\frac{G_{ti}}{s T_{sensor} + 1}$ a dinâmica do transdutor incluindo seu ganho e, por fim, os parâmetros da planta, dados por $s L_T$, r_T e A_i , que são a indutância de dispersão, a resistência do enrolamento e ganho do transformador, respectivamente.

Impondo que o módulo da equação (3.26) ($|G_{OLi}(j\omega)| = 1$) seja igual a um na frequência de corte, f_{Ci} , e reorganizando em função de K_P , tem-se, com $\omega = \omega_{Ci} = 2\pi f_{Ci}$:

$$K_P = \frac{1}{A_i G_{ti} V_{DC}} \sqrt{r_T^2 + (\omega_{Ci} L_T)^2} \sqrt{(T_{sensor} \omega_{CL})^2 + 1} \quad (3.27)$$

Para realizar os cálculos, foram levados em consideração os parâmetros listados na Tabela 3.4, e partir de (3.27), chega-se ao valor $K_P = 4,5$.

Tabela 3.4: Parâmetros da planta da Fonte de Corrente

Indutância equivalente do enrolamento	L_T	1,1 mH
Resistência equivalente do enrolamento	r_T	4,3 Ω
Ganho do Trafo de Corrente	A_i	51
Barramento CC	V_{DC}	3
Frequência de Chaveamento	f_{sw}	40 kHz
Ganho do Sensor	G_{ti}	$\frac{1}{16\sqrt{2}}$
Constante de Tempo do Sensor	T_{sensor}	$\frac{1}{2\pi \cdot 9,2 \cdot 10^3}$
Largura de banda da malha de corrente	f_{Ci}	4 kHz

Obtido o ganho proporcional, serão definidos os parâmetros da parcela multi-ressonante do MRC. Partindo das mesma justificativa apresentada na seleção do parâmetro do controle MRC para a fonte de tensão, foi adotado como ganho das parcelas ressonantes $K_{ih} = 500$ para a fonte de corrente. Da mesma forma, o parâmetro ω_c selecionado igual a $\omega_c = 2\pi \cdot 0,3$ rad/s.

Com base nos parâmetros estabelecidos, a função de transferência do controle MRC dada em (3.22) para a fonte de corrente pode ser montada:

$$H_{ACi}(s) = 4,5 + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{500 \cdot 2\pi \cdot 0,3s}{s^2 + 2(2\pi \cdot 0,3)s + (h \cdot 2\pi \cdot 60)^2} \quad (3.28)$$

A partir da função de transferência (3.28) e do diagrama de blocos da Figura 3.28, são apresentadas, na Figura 3.29, as margens de ganho e fase do sistema controlado

em duas situações, utilizando apenas o controle proporcional (a) ou o utilizando o MRC (b).

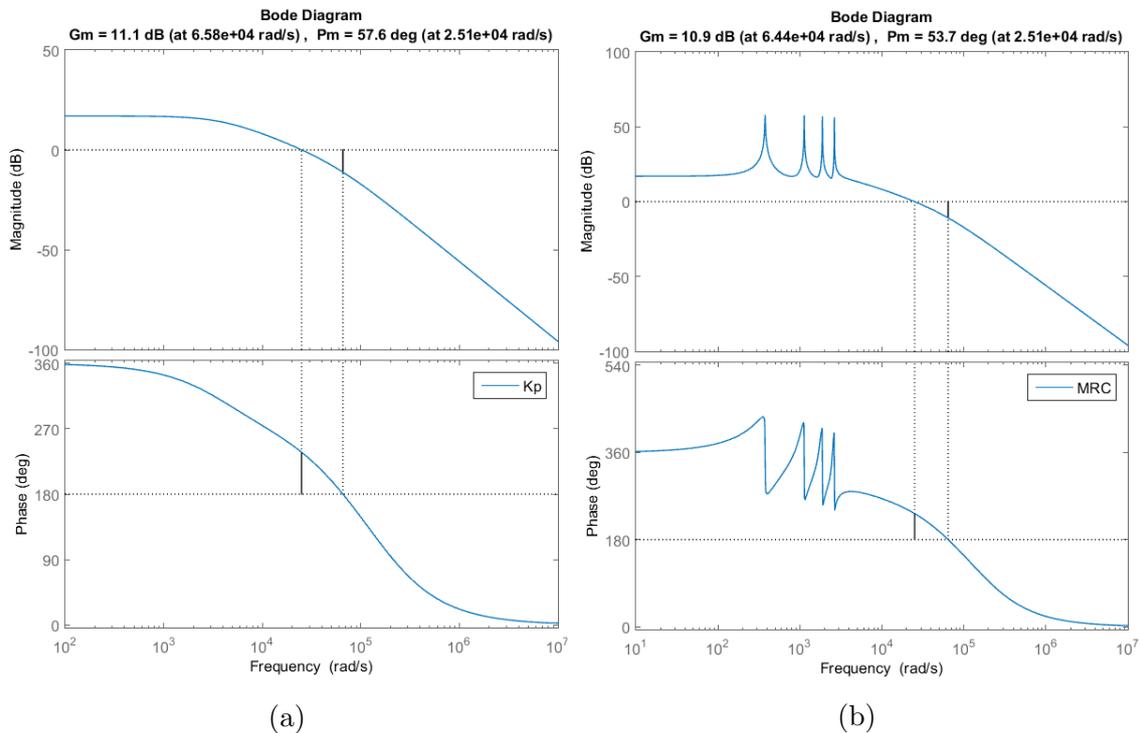


Figura 3.29: Margens de Ganho e Fase da malha de controle da Fonte de Corrente com controle Proporcional (a) e MRC (b)

Nota-se que, embora continue atendendo à especificação de projeto, com ampla margem de ganho e fase, houve uma leve diminuição nas margem de fase e de ganho para o sistema controlado pelo MRC.

A Figura 3.30 mostra o resultado da simulação em tempo contínuo realizada no Simulink com o controle aplicado à planta exibida na Figura 3.28. O objetivo desta simulação é checar o desempenho do sistema perante uma variação súbita do sinal de referência. Na Figura 3.30a estão sobrepostos a referência, a corrente controlada e o sinal de erro. Em $t = 0.117$ s, ocorre um degrau na referência que, conforme figura indica, o controle consegue rastrear de forma adequada. A Figura 3.30b mostra o erro sobreposto ao sinal de referência, permitindo ver o seu comportamento durante o degrau. Nela, vê-se que em menos de um ciclo após o degrau, o erro volta à condição de regime permanente.

A título de comparação, a Figura 3.31 mostra a mesma situação, porém com a fonte regulada por controle proporcional apenas. Nota-se um incremento no erro em regime permanente assim como um pequeno aumento no transitório durante o degrau de referência, comprovando o ganho de desempenho proporcionado pelo controle MRC.

Para avaliar o comportamento do controle MRC discreto na fonte de corrente, uma simulação utilizando o PSIM foi realizada. A planta simulada, assim como a

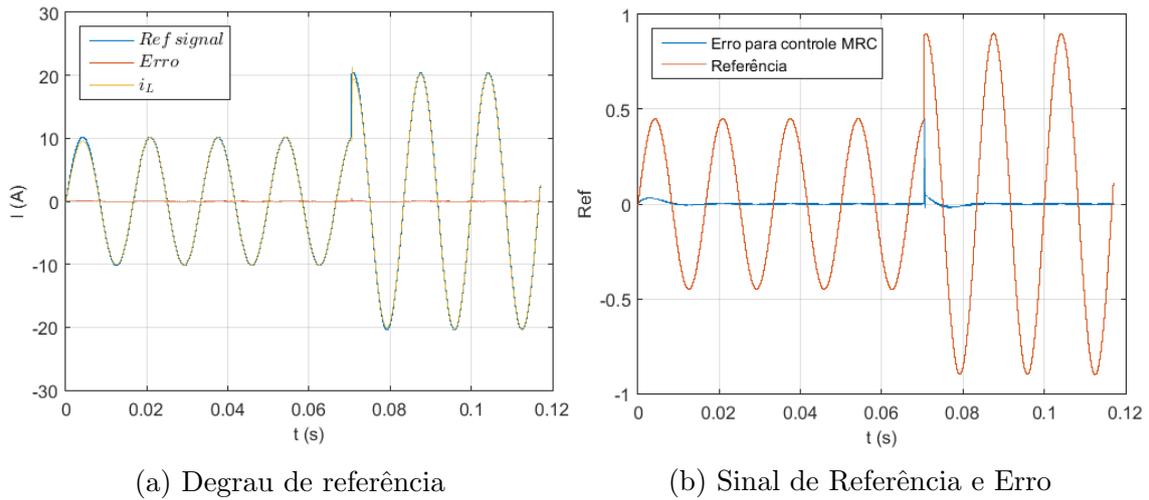


Figura 3.30: Comportamento da fonte de corrente (a) e do erro (b) durante degrau de Referência com controle MRC

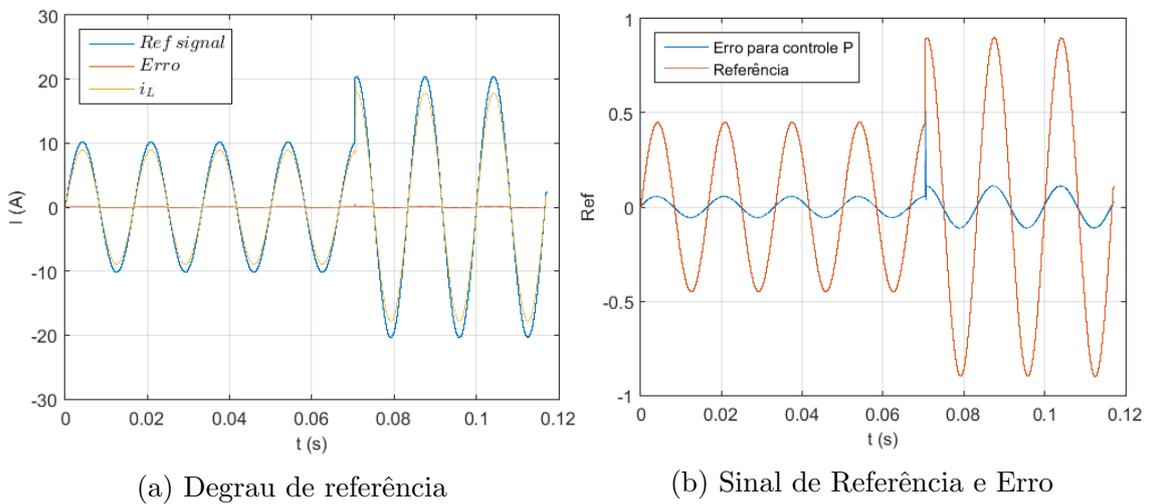


Figura 3.31: Comportamento da planta (a) e do erro (b) durante degrau de Referência com controle Proporcional

estrutura de controle é exibida na Figura 3.32.

A discretização do compensador ocorreu de forma idêntica ao já descrito e implementado na seção anterior a respeito da fonte de tensão.

O resultado da simulação, repetindo as mesmas condições aplicadas à condição em tempo contínuo no Simulink, é reproduzido na Figura 3.33, com a forma de onda da esquerda (3.33a) mostrando o sinal de saída acompanhando a referência de forma satisfatória, fato reforçado pela forma de onda da direita, (3.33b), que exhibe o erro em conjunto com o sinal de referência normalizado.

Pode-se ver na Figura 3.33 que há um transitório durante o degrau de referência, porém a condição de erro próximo de zero em regime é alcançado em menos de um ciclo da fundamental.

Neste primeiro momento o controle MRC com seus termos sintonizados em

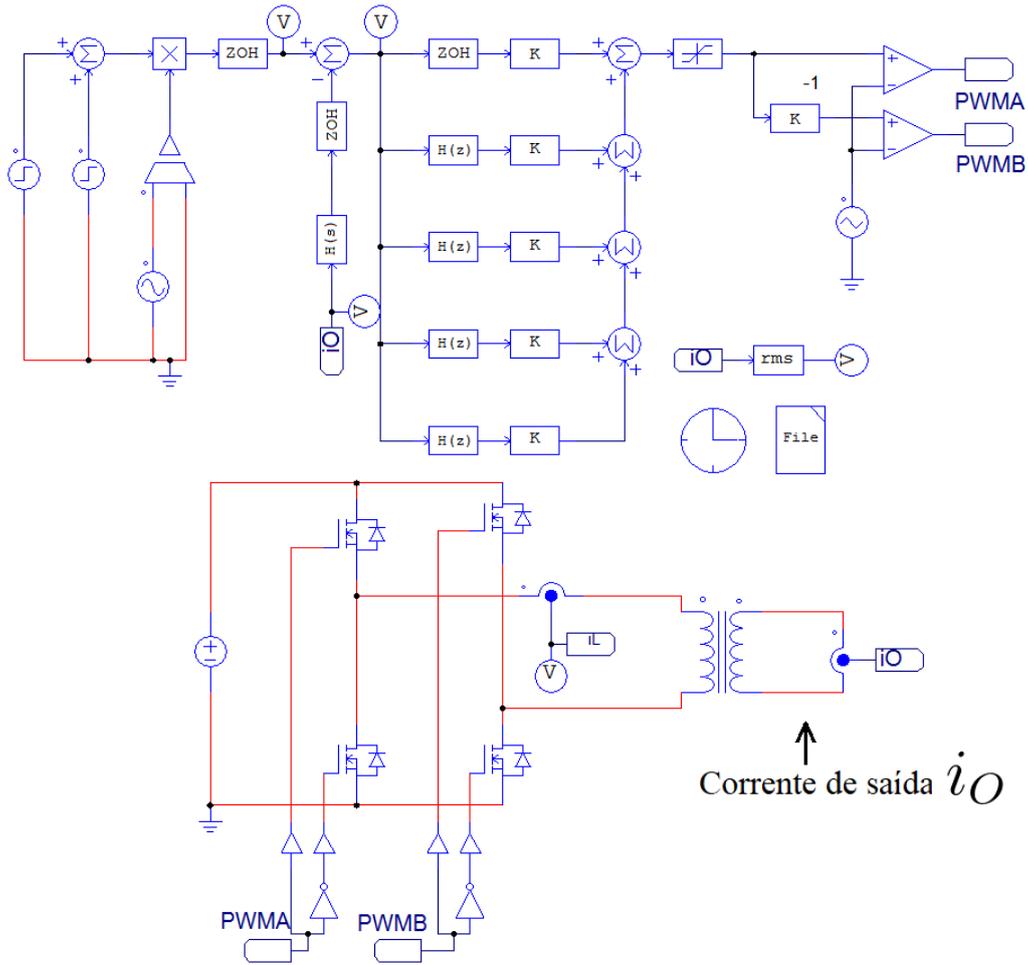


Figura 3.32: Planta da fonte de corrente simulada no PSIM com malha de controle discretizada

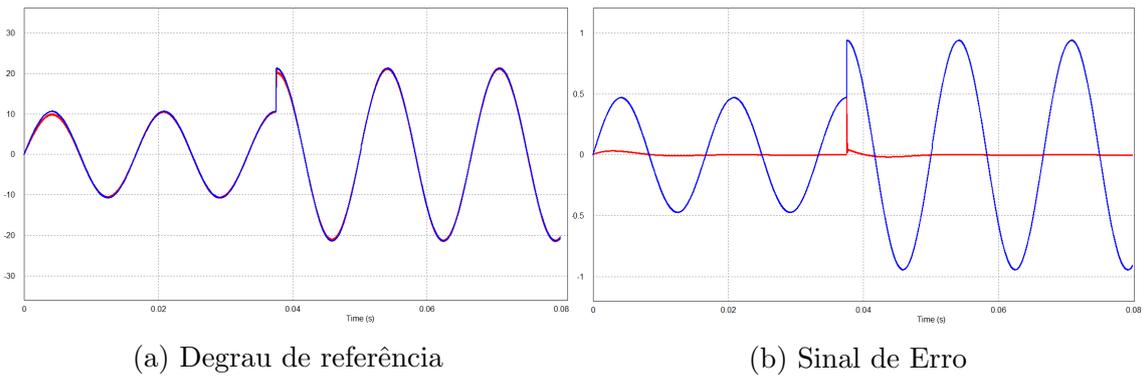


Figura 3.33: Comportamento da planta (a) e do erro (b) durante degrau de Referência com controle MRC discretizado

frequências diferentes da fundamental pode parecer desnecessário na implementação da fonte de corrente, visto que não há entradas de distúrbios no modelo, no entanto, como será visto no próximo capítulo, tal configuração pode trazer vantagem dependendo da topologia do filtro de saída. Convém mencionar que, apesar do projeto ter sido desenvolvido considerando o transformador de corrente como um ganho, na

simulação em tempo discreto utilizando o PSIM, foi inserido o modelo do transformador, com as indutâncias de dispersão e resistências de enrolamentos obtidas de um transformador de corrente real construído para uso no protótipo.

De forma análoga ao realizado com relação ao sistema da fonte de tensão, na Figura 3.34 é apresentado o mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de corrente no plano complexo $s = j\omega$, onde os polos são representados por “x” e os zeros por “o”. Na mesma figura é exibido o detalhe das raízes no entorno da origem, na qual pode ser observado que todos os polos se encontram no semi-plano esquerdo do plano complexo, o que garante a estabilidade do sistema.

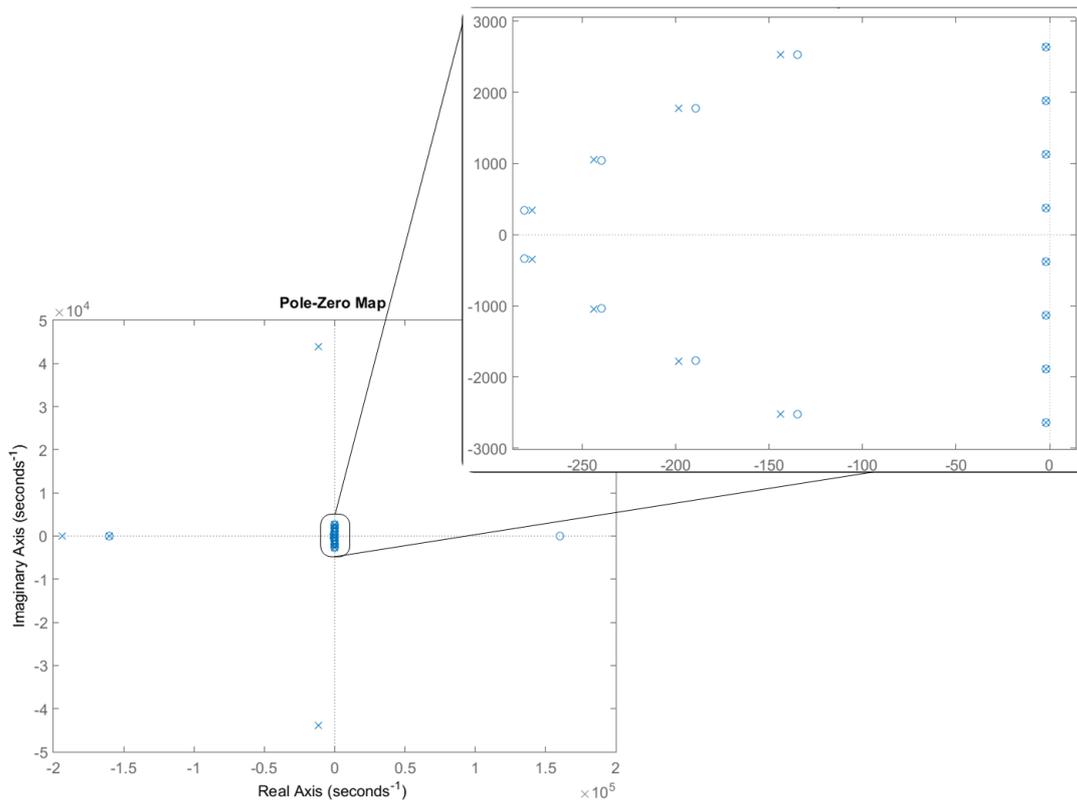


Figura 3.34: Mapeamento dos polos e zeros do sistema completo da fonte de corrente

O diagrama da Figura 3.34 corresponde às raízes da função de transferência em malha fechada referente ao sistema completo da fonte de corrente, considerando os valores atribuídos para os componentes, a dinâmica dos sensores e os ganhos obtidos no desenvolvimento nesta seção. A derivação da função de transferência correspondente é apresentada no Apêndice B.

Por fim, com o intuito de evidenciar a principal vantagem da carga fictícia, são exibidos os resultados de simulação de uma condição corriqueira de uso da carga fictícia, que é energizar o medidor em sua condição nominal com tensão de 120 V e corrente de 15 A, condição típica para a maioria dos modelos monofásicos. A Figura 3.35 exhibe as formas de onda na saída das Fontes de Tensão e Corrente, gerando respectivamente, 120 V e 15 A com fase zero.

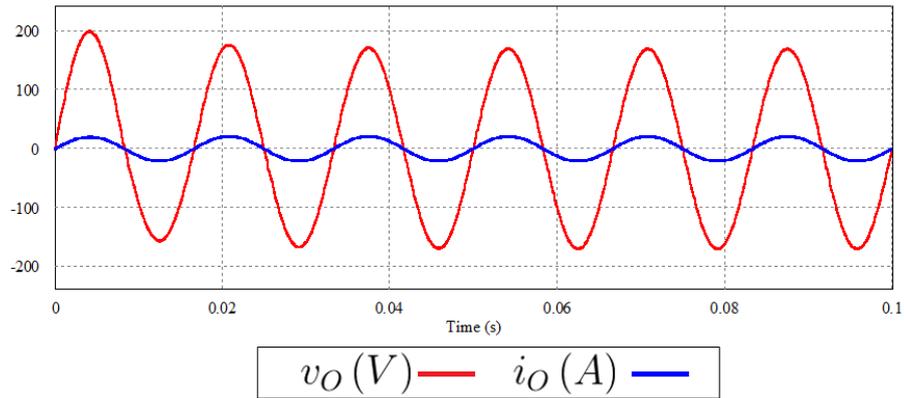


Figura 3.35: Formas de onda na saída da Carga Fictícia simulada para geração de 120 V e 15 A com fase zero

O resultado de simulação apresentado na Figura 3.35 provém das plantas das Fontes de Tensão e Corrente da carga fictícia exibidas, respectivamente, nas Figuras 3.32 e 3.22, cujo esboço geral se encontra na Figura 2.9.

A potência média equivalente resultante da multiplicação da condição de tensão e corrente ilustrada na Figura 3.35 encontra-se na Figura 3.36, cujo valor médio da potência fictícia gerada é 1,8 kW.

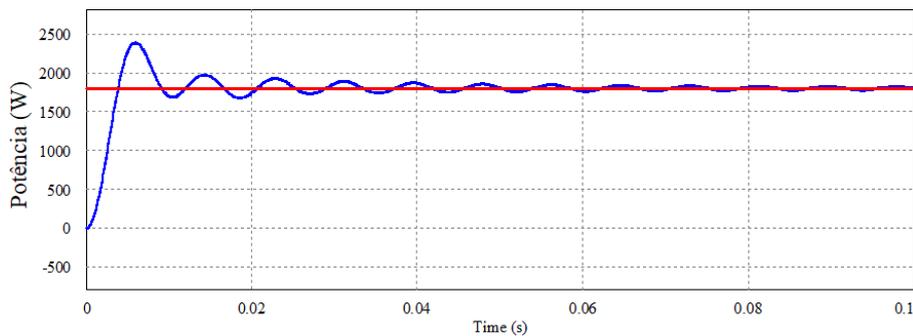
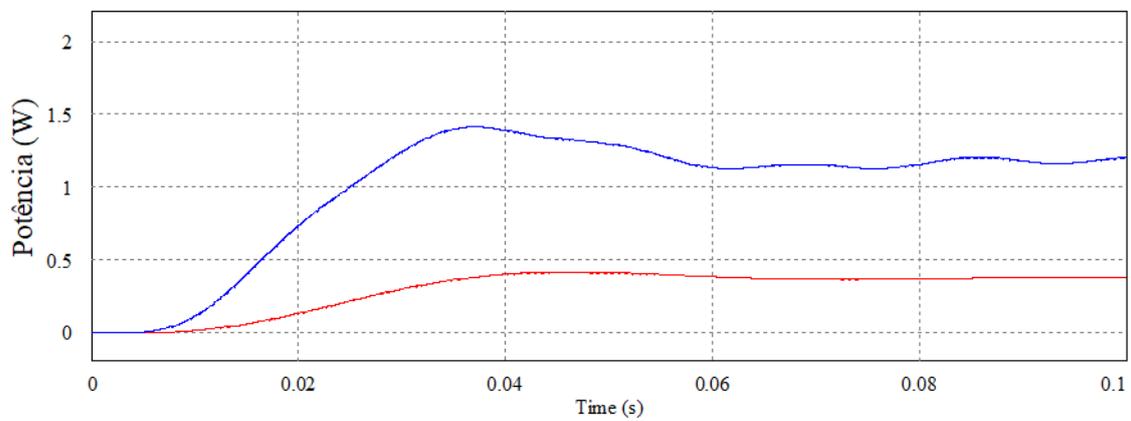


Figura 3.36: Valor médio da potência da carga fictícia referente ao produto $v_O(t) \cdot i_O(t)$ da Figura 3.35

No entanto, ao analisar a Figura 3.37, onde é exibido o gráfico com a estimativa do consumo de potência que cada barramento CC demanda para alimentar os inversores, se observa que, para que 1,8 kW de potência fictícia seja aplicada ao MEE sob ensaio, uma potência mínima é demandada para geração, se situando na ordem de 2 Watts em média.

Com base nos resultados apresentados, fica comprovado o funcionamento e robustez do controle, tanto para a fonte de tensão quanto para a fonte de corrente. Para a verificação experimental da operação, que tem como base as simulações realizadas em PSIM e Matlab, um protótipo do sistema para ensaios foi projetado e implementado, o qual será apresentado no próximo capítulo juntamente com os resultados experimentais.



Estimativa de potências dissipadas por cada fonte da carga fictícia (W)

Fonte de Tensão — Fonte de Corrente —

Figura 3.37: Relação de potências envolvidas na geração da carga fictícia

Capítulo 4

Resultados Experimentais

Neste capítulo são descritos os principais elementos que compõem o protótipo da plataforma projetada e implementada para verificação experimental do sistema proposto neste trabalho. Na sequência, são apresentados os resultados experimentais obtidos com a utilização do controlador desenvolvido no Capítulo 3, avaliando sua performance.

A montagem experimental do protótipo é etapa final e indispensável para a verificação do desempenho previsto e validação do projeto. Dentre as alternativas disponíveis, foi optado por montar todo o circuito eletrônico que executa as funções da carga fictícia monofásica. A construção do protótipo utilizando placas de circuito impresso (PCB) universais e componentes *through-hole* se deu em função do custo e restrições de tempo para o projeto, construção e impressão do *layout* em PCB por meio de empresa especializada.

Conforme apresentado, este trabalho tem como foco a geração de tensão e corrente alternada senoidais, com amplitude, frequência e fase controladas. A Figura 4.1 mostra um esboço da estrutura do sistema implementado visando atender tal objetivo.

O diagrama exibido na Figura 4.1 pode ser dividido em três módulos: o módulo de potência ou inversor, o módulo de aquisição ou condicionamento e o módulo de controle.

No centro do diagrama há o módulo de controle, um microcontrolador (MCU) representado pelo bloco MCU. O sistema adotado é o microcontrolador C2000™ Delfino™ LaunchPad™, LAUNCHXL-F28377S da Texas Instruments, baseado em uma CPU de 32-bits capaz de alcançar 200 MHz, com suporte a cálculos em ponto flutuante e periféricos integrados como conversores Analógico-Digital e PWM [76]. Utilizando conversores analógico-digital de 12 bits, o MCU converte os sinais condicionados da corrente e tensão de saída dos inversores, realiza o cálculo do controle e envia os comandos para os gate drivers dos MOSFETs por meio de seus módulos

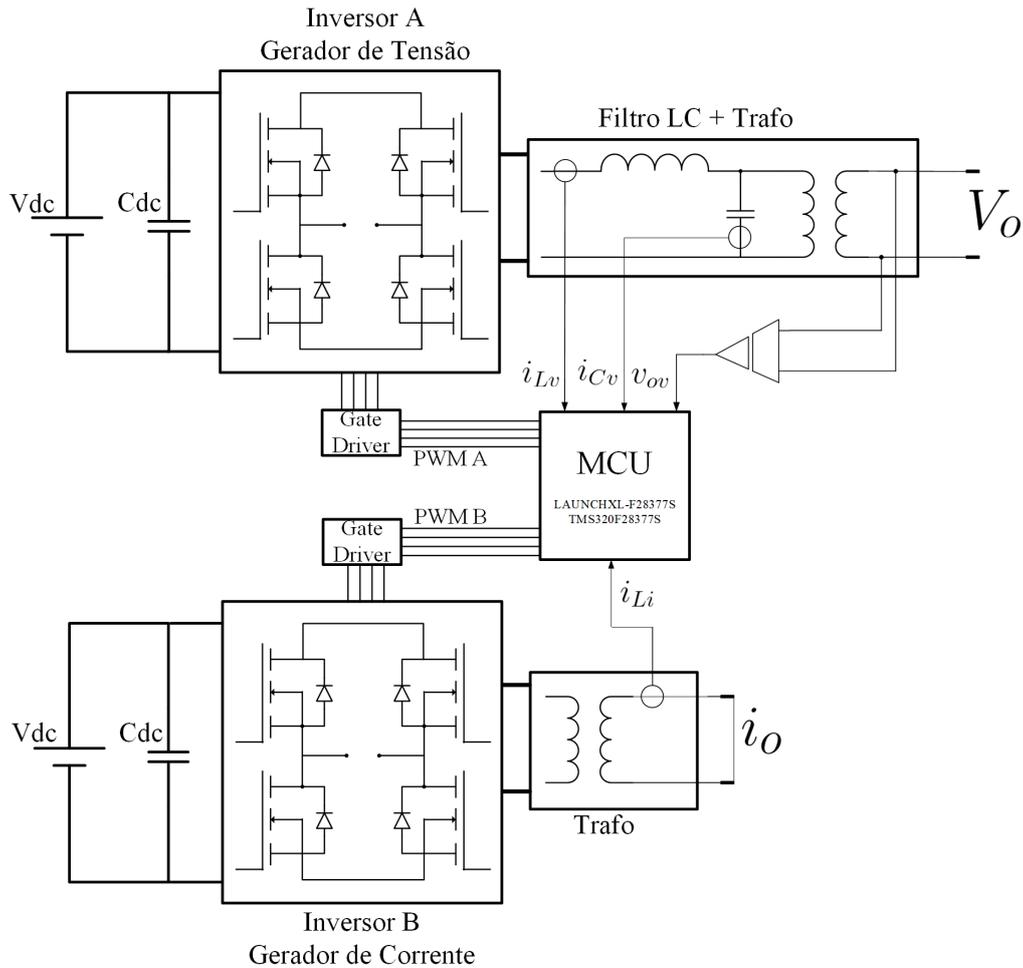


Figura 4.1: Esquema do aparato experimental da carga fictícia monofásica

PWM embarcados. A programação foi implementada em linguagem C, dentro da IDE Code Composer Studio v.7.3.0 também da Texas Instruments.

O módulo de potência compreende os dois inversores responsáveis por gerar as formas de onda da tensão e corrente, cada qual associado a seus circuitos de *gate driver*. O inversor A, uma ponte H completa modulada por PWM senoidal gera a forma de onda da tensão. Em seus terminais de saída é conectado um filtro LC para atenuação das harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento, seguido de um transformador elevador de tensão conforme ilustrado no esboço da Figura 4.1. A escolha por tal topologia se deu por uma série de questões. A primeira a citar é segurança, pois seu uso garante isolamento galvânica entre a saída do equipamento e a rede. O segundo motivo visa simplificar uma construção futura, uma vez que dimensionado apropriadamente o transformador, um mesmo barramento DC pode atender ambas as fontes. Por fim, uma razão de ordem prática foi verificada durante experimentos preliminares ao acionar a ponte H na tensão de operação, ou seja, com o barramento CC dimensionado para oferecer 120 V na saída do inversor ($\approx 170V$ de pico). Nesta condição, a interferência eletromagnética irradiada pelo chaveamento

da ponte H da Fonte de Tensão causava perda na conexão com o microcontrolador, o que impossibilitava a depuração do programa.

Ainda sobre o inversor A, verifica-se no filtro LC que, além da tensão de saída v_O , ambas as medições das correntes de indutor i_L e de capacitor i_C são direcionadas para o módulo de controle. Tal detalhe está presente para retratar a possibilidade de, no controle da fonte de tensão, a malha interna de corrente poder ser realimentada pela corrente do indutor ou do capacitor.

O inversor B, uma segunda ponte H igualmente modulada por PWM gera a forma de onda da corrente. Para obter os níveis de amplitude da corrente pretendidos para o ensaio no MEE, um transformador abaixador foi conectado à saída do inversor com seu secundário em curto-circuito provocado pelo circuito de corrente do MEE. O transformador, além atuar como filtro e permitir obter em seu secundário os níveis de corrente pretendidos para o ensaio no MEE, assegura isolamento. Um indutor apenas poderia exercer o mesmo papel de filtro, no entanto este deveria suportar a corrente nominal de operação sem saturar, além de perder a característica de isolamento.

Ambos os inversores foram construídos utilizando Mosfets, sendo a alimentação DC fornecida por uma fonte externa, cuja construção e funcionamento não foi alvo da pesquisa.

Por último, há os módulos de condicionamento, responsáveis por manipular os sinais oriundos dos sensores de tensão e corrente, adequando estes aos requisitos da entrada dos conversores analógico-digital (ADC) internos ao microcontrolador. Foram construídos circuitos de instrumentação isolados com estágios de filtragem e ganho. Para a corrente, um transformador de corrente foi utilizado como transdutor enquanto que a tensão foi condicionada por divisor resistivo e isolada por um amplificador isolador.

Com exceção do módulo de controle, todos os demais foram desenvolvidos para realização deste trabalho, cujos detalhes da construção e circuitos utilizados são apresentados no Apêndice A.

As formas de onda foram obtidas utilizando um osciloscópio Tektronix TDS5104B, o qual permite salvar as telas como imagem e na forma de arquivo de texto para tratamento posterior. As medições de amplitude e distorção harmônica foram obtidas utilizando o analisador de qualidade de energia elétrica Fluke modelo 43B.

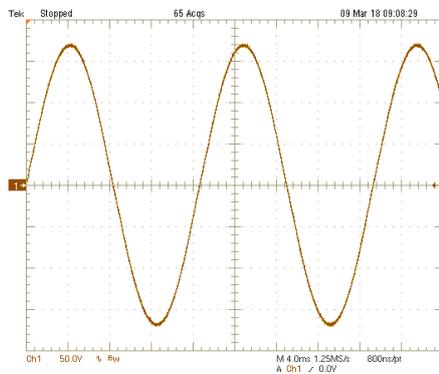
A apresentação dos resultados experimentais obtidos com o protótipo montado será dividida em duas seções, uma tratando da Fonte de Tensão e a seguinte demonstrando os resultados para a Fonte de Corrente.

4.1 Resultados Experimentais para a Fonte de Tensão

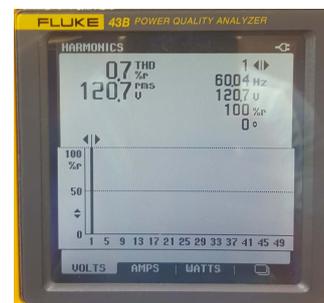
Para a apresentação dos resultados experimentais, adotou-se uma organização visando padronizar os testes de modo a facilitar a comparação. As condições observadas foram regulação de tensão em vazio, com carga resistiva e não-linear e desempenho perante um transitório de carga, também para ambos os tipos de carga.

Neste trabalho, a carga dita não-linear se trata do medidor eletrônico de energia elétrica (MEE), já que a fonte de alimentação destes instrumentos é baseada em circuitos com comportamento não-linear como, por exemplo, retificadores ou fontes chaveadas. O objetivo da fonte de tensão é suportar tal carga sem que a distorção exceda 1,0%, condição estabelecida na Seção 1.4. O mesmo modelo de MEE foi utilizado como carga.

Buscando um conhecimento prévio do comportamento da planta, foi inicialmente observado sua resposta em malha aberta, criando assim um parâmetro para comparação e verificação de desempenho dos controladores através da regulação da tensão e do THD. A resposta do sistema em malha aberta para diferentes condições de carga é exibida nas Figuras 4.2, 4.3 e 4.4. Com as legendas indicando as condições em que as medidas foram realizadas, tem-se à esquerda a forma de onda da tensão e à direita, o THD e amplitude medidos pelo Fluke 43B.



(a)

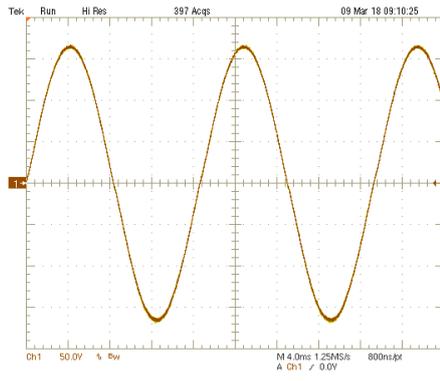


(b)

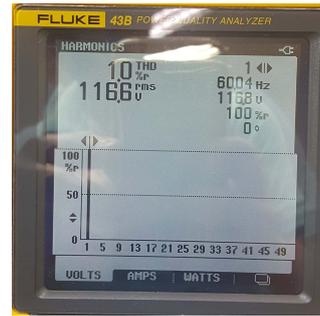
Figura 4.2: Forma de onda da tensão de saída (a) e THD (b) para a Fonte de tensão em malha aberta sem carga

Como se observa nas Figuras 4.3 e 4.4, em comparação com a condição de operação sem carga (4.2), a carga linear causa uma queda na tensão de saída enquanto a carga não-linear (MEE) distorce a forma de onda, como mostra o THD que sobe de 0,7% para 1,7%.

Para verificar o desempenho do controle Proporcional + Multi-Ressonante (MRC), este foi aplicado à fonte de tensão nas mesmas condições expostas anteriormente. A estrutura de controle utilizada foi a apresentada no Capítulo 3

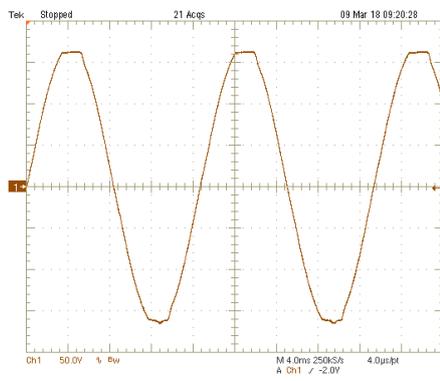


(a)

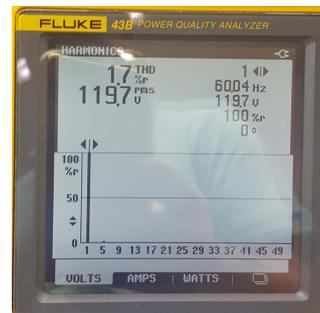


(b)

Figura 4.3: Forma de onda da tensão de saída (a) e THD (b) para a Fonte de tensão em malha aberta e carga resistiva



(a)



(b)

Figura 4.4: Forma de onda da tensão de saída (a) e THD (b) para a Fonte de tensão em malha aberta e MEE como carga

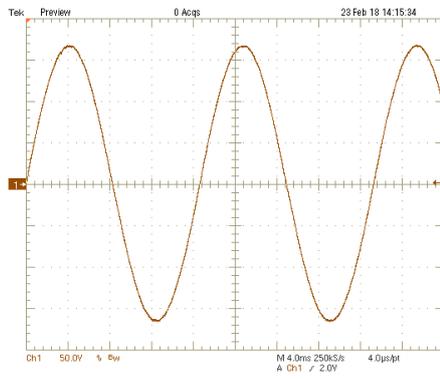
Seção 3.3.1, com os modos ressonantes sintonizados na fundamental e nos três primeiros harmônicos ímpares. A malha interna de corrente conta com realimentação da corrente do indutor e pré-compensação da tensão de saída. Os parâmetros experimentais utilizados foram os mesmos calculados no projeto do controle e são replicados na Tabela 4.1.

A validação experimental do controle proposto e simulado no Capítulo 3 para a fonte de tensão, com sua estrutura em cascata e controle da malha interna pela corrente do indutor está exibido nas Figuras 4.5 a 4.7, onde pode-se observar que a amplitude da tensão se mantém regulada independente da carga conectada à saída da fonte de tensão. Nas figuras, a tensão de saída é exibida em laranja e a corrente de carga em magenta.

O controle MRC foi capaz de regular a amplitude da tensão de saída, mesmo sob o acréscimo das cargas, como mostra as Figuras 4.5 e 4.6, mantendo-a dentro da variação de $\pm 1,0\%$. Contudo, o THD subiu além do estipulado quando submetido à carga não-linear, chegando a 2,6% neste caso. A Figura 4.7 exhibe a forma de

Tabela 4.1: Parâmetros da planta da Fonte de Tensão

Indutância de Filtro	L	$940 \mu H$
Capacitância de Filtro	C	$3.3 \mu F$
Resistência série equivalente do indutor	r_L	$0,7 \Omega$
Ganho do Trafo de Tensão	A_v	$120/22,7$
Barramento CC	V_{DC}	40 V
Frequência de Chaveamento	f_{sw}	40 kHz
Constante de Tempo do Sensor	T_{sensor}	$\frac{1}{2\pi \cdot 9,2 \cdot 10^3}$
Ganho Proporcional da malha interna	K_i	$0,67$
Ganho Proporcional da malha externa	K_v	$1,5$
Ganho Ressonante	K_{ih}	500
Largura de banda do pico ressonante	f_c	$0,3 \text{ Hz}$

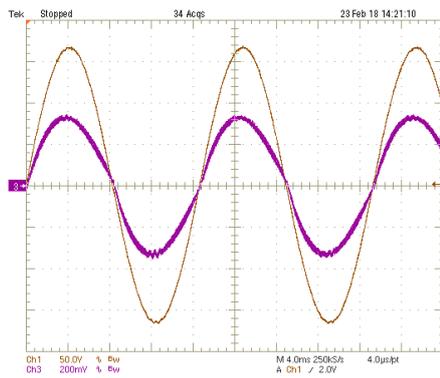


(a)

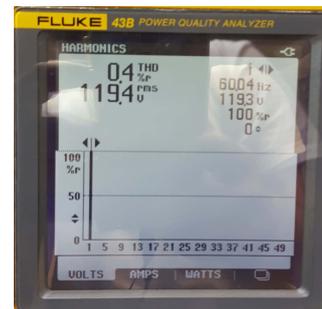


(b)

Figura 4.5: Forma de onda da tensão de saída (a) e THD (b) para a Fonte de tensão com controle MRC sem carga

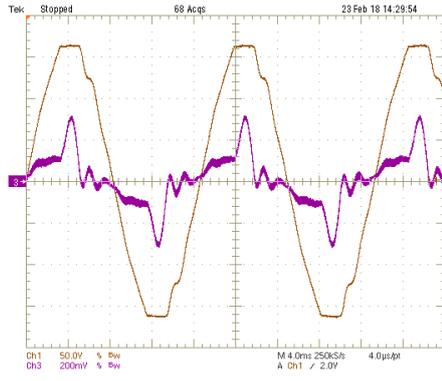


(a)

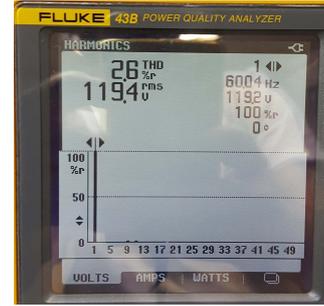


(b)

Figura 4.6: Formas de onda da tensão de saída (laranja) e corrente de carga (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC e carga resistiva



(a)



(b)

Figura 4.7: Formas de onda da tensão de saída (laranja) e corrente de carga (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC e MEE como carga

onda da tensão e corrente de saída do filtro sobrepostas, onde é possível observar o achatamento da tensão de saída, efeito dos picos de corrente da carga. Atribui-se este valor de THD superior ao obtido em simulação como resultado da aproximação da fonte interna do MEE como uma retificador de onda completa, o que embora tenha servido para efeito de observação do funcionamento da estratégia de controle, pode não caracterizar completamente o comportamento real da fonte de alimentação do MEE, que pelo resultado impõe uma condição mais severa.

Buscando melhorar o desempenho da fonte de tensão sob carga não-linear, encontrou-se como alternativa a remoção da pré-compensação da tensão de saída no modelo da malha interna de controle da corrente. Para tanto, os ganhos devem ser recalculados, já que a malha interna de controle da corrente, que foi dimensionada para atuar numa planta de primeira ordem graças ao desacoplamento da tensão de saída (equação 3.16), passa a lidar com um sistema de segunda ordem.

A função de transferência que relaciona a corrente do indutor com a tensão de saída do inversor, sem considerar a pré-compensação adotada na Seção 3.3.1, é dada por:

$$i_L(s) = \frac{sRC + 1}{s^2RLC + s(RCr_L + L) + R + r_L} \cdot v_{inv}(s) \quad (4.1)$$

onde R foi considerado como uma carga resistiva referida ao primário do transformador elevador de tensão. Esta carga resistiva se trata do divisor resistivo do sensor de tensão do protótipo. Detalhes do seu projeto são apresentados no Apêndice A.

Para se obter o ganho proporcional do controlador da malha interna com esta nova abordagem foram repetidos os cálculos executados na Seção 3.3.1, considerando como planta a ser controlada a equação (4.1). Utilizando os mesmos parâmetros e especificações já adotados, o novo valor de ganho obtido é $K_i = 0,33$. O ganho proporcional referente ao controlador MRC da malha externa de tensão foi obtido

experimentalmente, buscando um compromisso entre THD e erro em regime. O valor utilizado foi $K_v = 0,4$.

Antes de executar os ensaios com o protótipo, uma simulação com esta abordagem foi realizada e os resultados mostram uma redução no THD da tensão de saída quando não é aplicada a pré-compensação (Figura 4.8b) quando comparada com o resultado da simulação em que a pré-compensação é utilizada (Figura 4.8a).

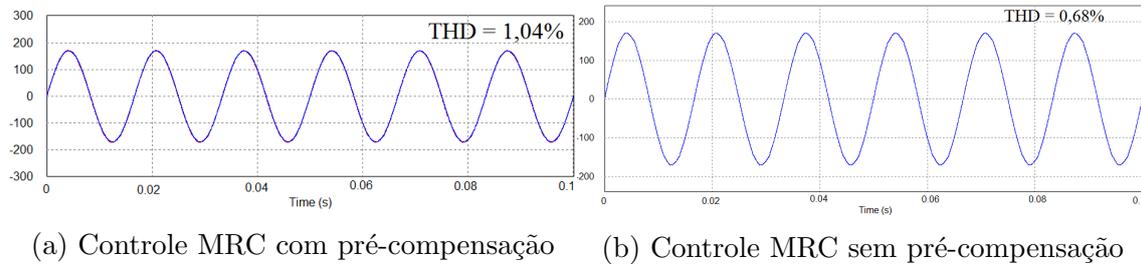


Figura 4.8: Distorção da Fonte de Tensão sob carga não linear com (a) e sem (b) pré-compensação da tensão de saída no modelo da malha interna

O experimento utilizando a abordagem sem a pré-compensação da tensão de saída na malha interna da corrente foi realizado e o resultado é apresentado na Figura 4.9, exibindo apenas a resposta para a condição de carga não-linear, já que nas demais, sem carga e com carga resistiva, não houve diferença significativa em relação à abordagem primária. Na Figura, pode-se ver quantitativamente, a partir do resultado do Fluke 43B, uma redução do THD, que passou a ser 1,5%, comportamento semelhante ao previsto pela simulação, mantendo a tensão estabilizada em 120 V. Na Figura 4.9, a tensão de saída é exibida em laranja e a corrente de carga em magenta.

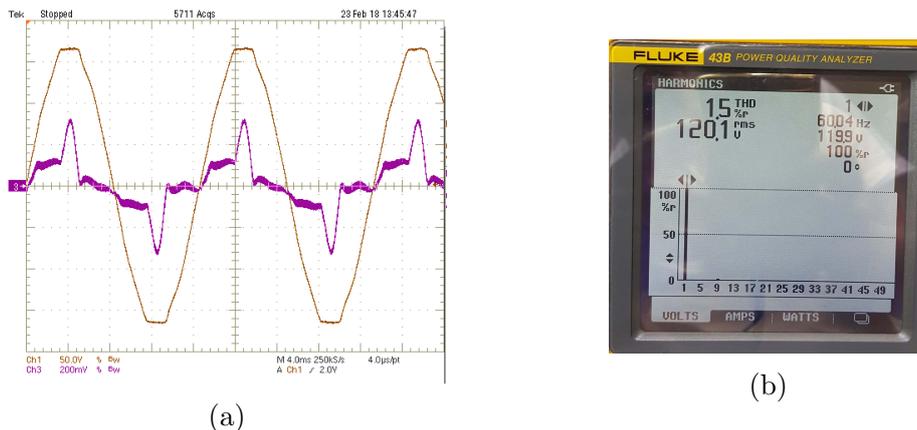
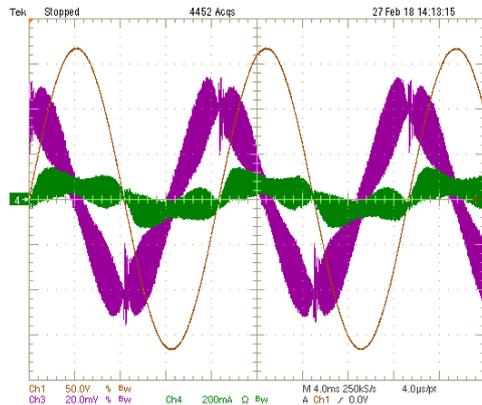


Figura 4.9: Formas de onda da tensão de saída (laranja) e corrente de carga (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC sem pré-compensação e MEE como carga

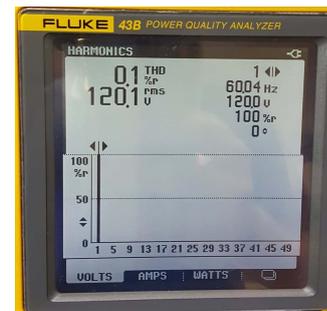
Uma terceira e última abordagem foi realizada buscando reduzir o THD da tensão de saída. Foi alterada a variável realimentada da malha interna de corrente, passando a realimentar a corrente do capacitor. Como apresentado na Seção 3.3.1, equações

(3.13) e (3.14), as funções de transferência que relacionam a tensão de saída com a referência, seja realimentado pela corrente do capacitor ou do indutor, são iguais, portanto, os mesmos ganhos aplicado ao sistema realimentado com a corrente do indutor foi empregado no sistema realimentado pela corrente do capacitor.

As Figuras 4.10 a 4.12 mostram as formas de onda e THD da tensão em regime permanente, resultado da utilização do controle MRC com realimentação da corrente de capacitor na malha interna. Como se conclui observando a medição fornecida pelo Fluke 43B, o desempenho é excelente independentemente da corrente de carga, e claramente mais satisfatório do que em relação à abordagem realimentando pela corrente de indutor. O THD na condição mais severa, com MEE como carga, permaneceu abaixo de 1%. Este resultado é alcançado pois, como já mencionado, a corrente no capacitor é diretamente proporcional à derivada da tensão de saída $i_C = \frac{dv_o}{dt}$, então qualquer variação em v_o é "vista" de forma antecipada pela malha de controle.



(a)



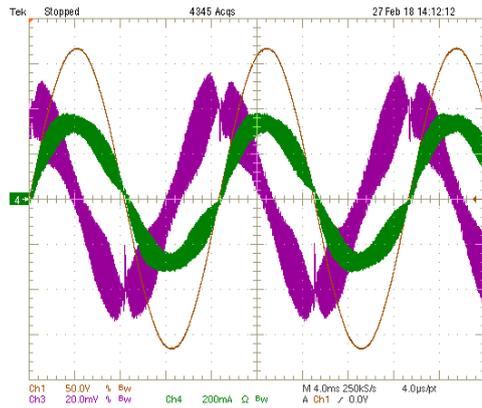
(b)

Figura 4.10: Formas de onda da tensão de saída (laranja), corrente de carga (verde), corrente de capacitor (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor sem carga

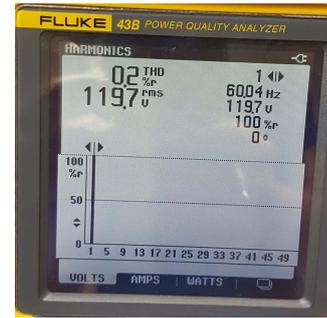
As Figuras 4.10a a 4.12a incluem, além da tensão de saída em laranja e a corrente de carga em verde, a corrente do capacitor em magenta.

Procurando estender a comparação entre as abordagens, as Figuras 4.13a e 4.13b mostram o desempenho transitório do sistema durante um degrau de carga resistiva com realimentação da corrente do indutor e do capacitor do filtro, respectivamente. O desempenho para ambas as situações é excelente, com a tensão de saída se recuperando no mesmo semiciclo da perturbação. Na Figura 4.13a, em laranja está a tensão de saída e em magenta a corrente de carga. Na Figura 4.13b, em laranja está a tensão de saída, em magenta a corrente de capacitor e em verde está a corrente de carga.

Embora o desempenho do controle tenha se mantido bastante semelhante du-

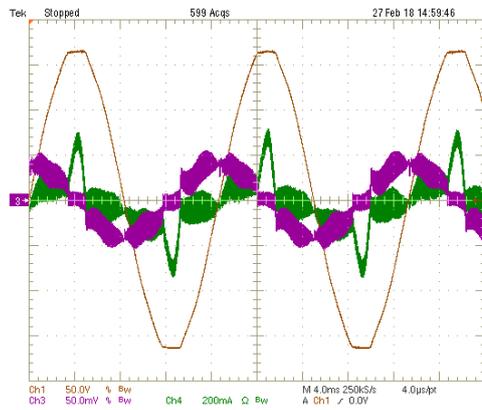


(a)

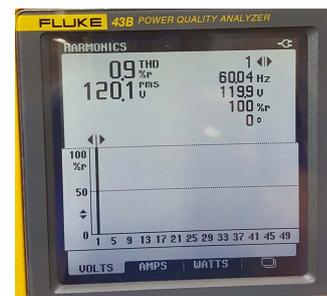


(b)

Figura 4.11: Formas de onda da tensão de saída (laranja), corrente de carga (verde), corrente de capacitor (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor e carga resistiva



(a)

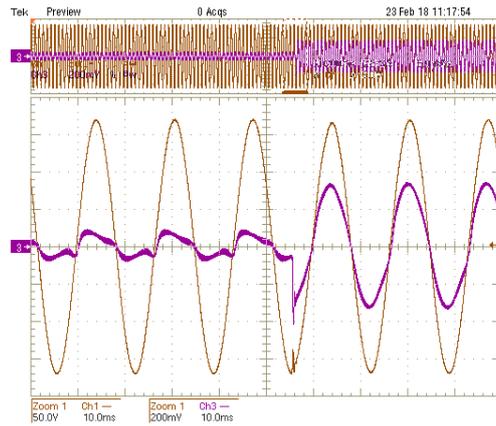


(b)

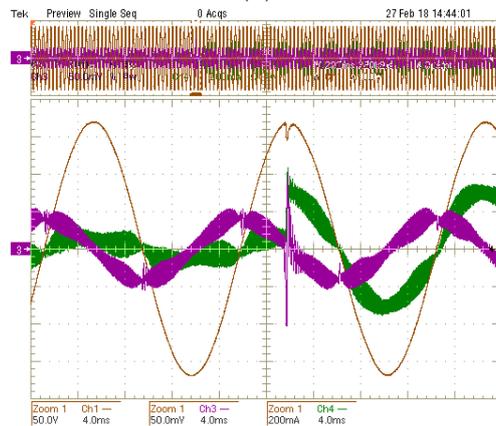
Figura 4.12: Formas de onda da tensão de saída (laranja), corrente de carga (verde), corrente de capacitor (magenta) (a) e THD da tensão de saída (b) para a Fonte de tensão com controle MRC realimentado pela corrente de capacitor e MEE como carga

rante o degrau de carga resistiva, seja com realimentação da corrente do indutor ou capacitor, o resultado difere quando o degrau é de carga não-linear. As Figuras 4.14a e 4.14b mostram a diferença. Na Figura 4.14a, em laranja está a tensão de saída e em magenta a corrente de carga. Na Figura 4.14b, em laranja está a tensão de saída, em magenta a corrente de capacitor e em verde está a corrente de carga.

Ao utilizar a realimentação da malha interna pela corrente de indutor (Figura 4.14a), a tensão de saída leva cerca de 360 ms para entrar na condição de regime. Por outro lado, ao utilizar realimentação da corrente do capacitor (Figura 4.14a), o transitório cessa de cerca de 91 ms após a aplicação. Conforme já apresentado no Capítulo 3, esta melhora no desempenho durante o transiente ocorre



(a)



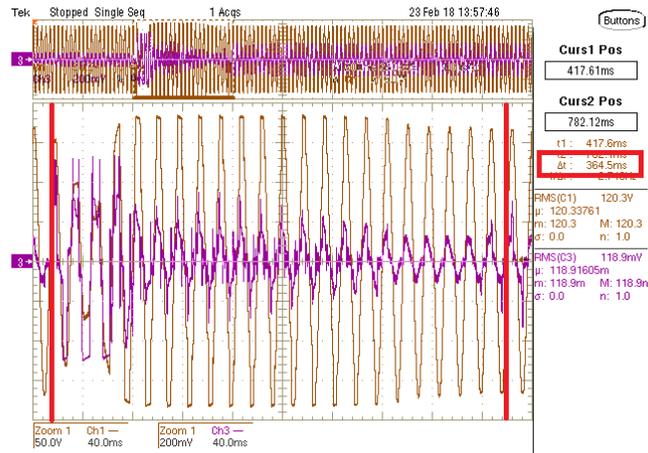
(b)

Figura 4.13: Controle da tensão com realimentação da corrente do indutor (a) e do capacitor (b) durante degrau de carga resistiva

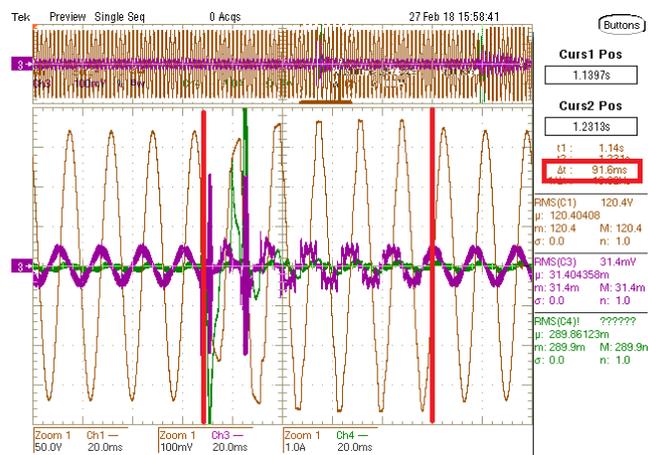
porque a corrente do capacitor muda instantaneamente com a mudança da tensão de saída, independentemente da corrente do indutor. Assim, qualquer mudança na tensão de saída é refletida na corrente de capacitor, fornecendo assim uma ação de controle rápida para corrigir a variação na tensão de saída.

Por fim, para comprovar a efetividade da compensação harmônica da malha externa de tensão, é mostrado na Figura 4.15 o THD da tensão de saída ao utilizar controle MRC atuando apenas na fundamental com a realimentação pela corrente do capacitor e sem pré-compensação da tensão de saída. Quando comparado com o resultado da atuação do controle MRC na fundamental e no 3°, 5° e 7° (Figura 4.12b), se vê que houve aumento no THD.

Finalizados os experimentos, conclui-se que embora ambos os esquemas consigam estabilizar a planta e fornecer uma adequada resposta transitória, a realimentação pela corrente do capacitor possui um desempenho superior. Também foi verificado que a pré-compensação da tensão do capacitor na malha de corrente contribui para deteriorar a forma de onda da tensão de saída, atribuindo o fato aos harmônicos da tensão de saída não compensados pela malha externa, que se propagam novamente



(a)



(b)

Figura 4.14: Controle da tensão com realimentação da corrente do indutor (a) e do capacitor (b) durante degrau de carga não linear

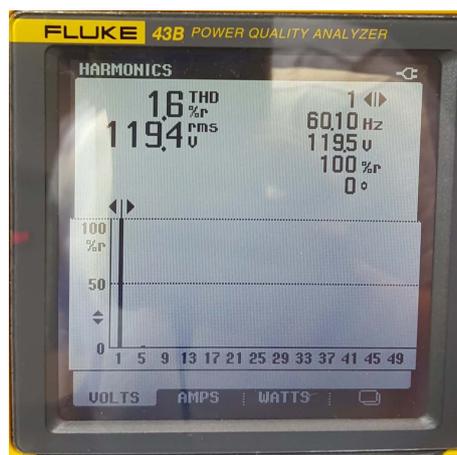


Figura 4.15: THD da Fonte de Tensão com controle MRC atuando apenas na fundamental

pela malha interna de corrente.

4.2 Resultados Experimentais para a Fonte de Corrente

A apresentação dos resultados experimentais para a fonte de corrente se limitou a verificar o seu comportamento quanto à regulação da amplitude e fase da corrente e a compensação de distorções harmônicas. Como a fonte de corrente se propõe a trabalhar com um curto em sua saída, um degrau de carga não é uma situação prevista de se ocorrer em uma operação normal, não sendo realizada por este motivo.

A organização adotada repete o esquema praticado no experimento com a Fonte de Tensão, evidenciando os resultados por meio de imagens capturadas da tela do osciloscópio e do analisador de qualidade de energia.

A estrutura proposta para a fonte de corrente já foi elucidada, onde se adotou na saída do inversor, um transformador, cuja relação de transformação permite elevar a corrente em seu secundário, que opera em um curto-circuito provocado pelo circuito de medição de corrente do MEE. Esta corrente de curto é realimentada e então controlada. Serão apresentados os resultados utilizando o controlador proposto, onde em todas as ocasiões, o valor da corrente gerada foi a considerada nominal para a maioria dos MEE, 15 A.

Os parâmetros experimentais utilizados foram os mesmos calculados no projeto do controle e são replicados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros da planta da Fonte de Corrente

Indutância equivalente do enrolamento	L_T	1,1 mH
Resistência série equivalente do enrolamento	r_T	4,3 Ω
Ganho do Trafo de Corrente	A_i	51
Barramento CC	V_{DC}	3
Frequência de Chaveamento	f_{sw}	40 kHz
Constante de Tempo do Sensor	T_{sensor}	$\frac{1}{2\pi \cdot 9,2 \cdot 10^3}$
Ganho Proporcional da malha interna	K_i	0,67
Ganho Proporcional da malha externa	K_v	4,5
Ganho Ressonante	K_{ih}	500
Largura de banda do pico ressonante	f_c	0,3 Hz

Na Figura 4.16 se tem a corrente experimental medida no secundário do trafo para um comando de geração de 15 A. Obtida utilizando o controle multi-ressonante, na figura é indicado o valor RMS da forma de onda à esquerda e, à direita, o valor de THD calculado por função do Matlab, assim como seu espectro harmônico. A figura mostra que a fonte de corrente controlada se comporta de acordo com os critérios de projeto, ou seja, amplitude regulada e baixo THD.

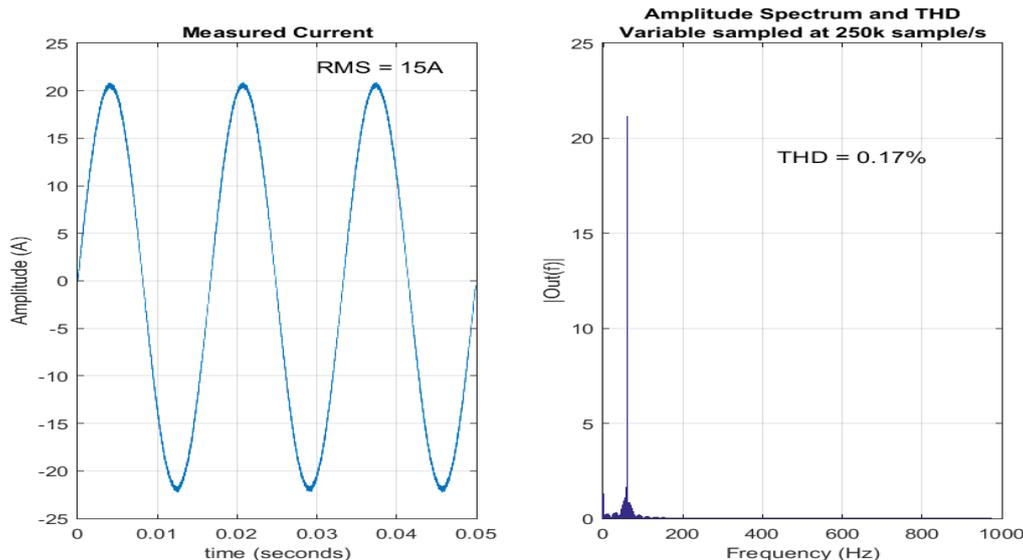


Figura 4.16: Forma de onda, Espectro e Distorção Harmônica da Corrente de saída para controle MRC da fonte de corrente

A Figura 4.16 foi gerada dentro do Matlab a partir da captura dos dados pelo osciloscópio em arquivo no formato *txt*. Os dados foram então tratados para exibição da forma de onda, seu valor RMS, espectro harmônico e THD. De modo a validar o resultado, a amplitude e o THD da corrente gerada foi igualmente medida com o analisador de qualidade de energia - FLUKE 43B, cujo resultado se encontra na Figura 4.17, com uma diferença de apenas 0,03% no valor THD.

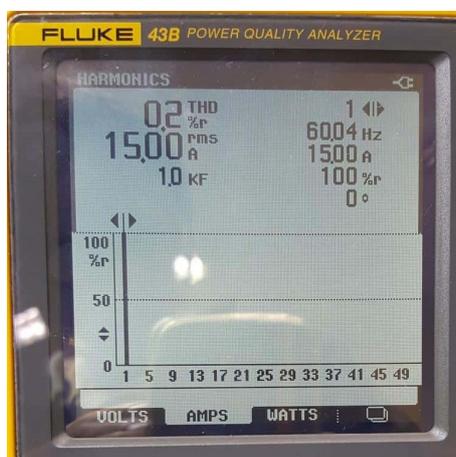


Figura 4.17: Amplitude e THD da corrente de saída com controle MRC - Fluke 43B

O conjunto do sistema, Fonte de Tensão e Fonte de Corrente, deve possuir controle de fase entre ambos. Com intuito de verificar a precisão perante diferentes ajustes de fase da corrente em relação à tensão, foi gerada corrente com diferentes condições de defasagem.

A Figura 4.18a apresenta a forma de onda da tensão e corrente gerados sem defasagem. Na Figura 4.18b é exibida uma aproximação no cruzamento de zero,

onde a medição do osciloscópio aponta para uma diferença de $32 \mu\text{s}$ no cruzamento do zero, o que corresponde a $0,7^\circ$ de diferença de fase.

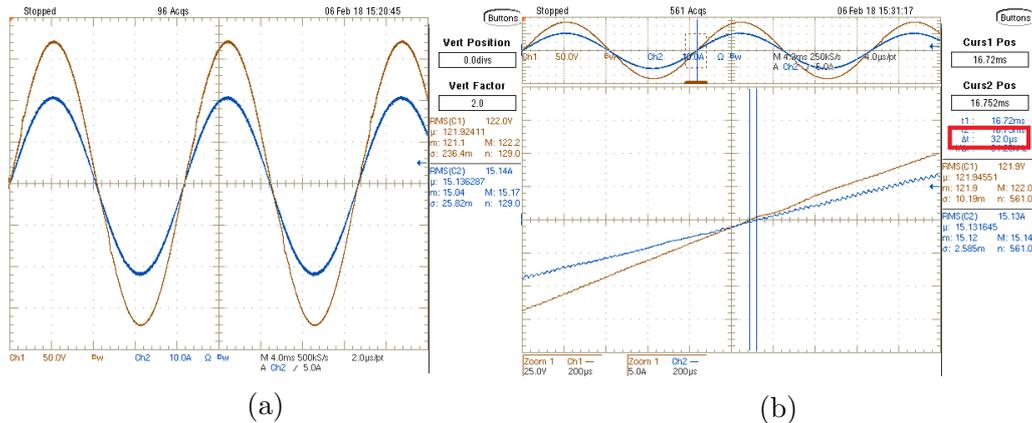


Figura 4.18: Tensão (laranja) e Corrente (azul) da carga fictícia com controle MRC (a) e detalhe no cruzamento do zero (b)

Para a mesma condição apresentada na Figura 4.18a é mostrada na Figura 4.19 a potência fictícia equivalente gerada pelo sistema, que tem em sua saída 120 V e 15 A com 0° de defasagem. Como exibido pelo Fluke 43B, a potência “vista” pelo MEE é 1,8 kW.

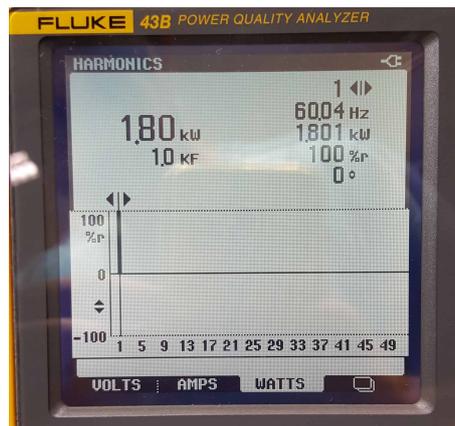


Figura 4.19: Potência Fictícia equivalente gerada pelo sistema

O diferencial do sistema fica claro ao verificar em conjunto as Figuras 4.19 e 4.20, esta última exibindo a tensão de alimentação e o consumo de corrente observado pelos circuitos de ambas as fontes do protótipo. Na Figura 4.20, 4.20a e 4.20b são, respectivamente, a tensão de alimentação do inversor e a corrente drenada referente à fonte de tensão durante a geração da forma de onda com 120 V. Na mesma Figura, 4.20c e 4.20d são, respectivamente, a tensão de alimentação e a corrente drenada pelo inversor referente à fonte de corrente durante a geração de 15 A. Fica demonstrado assim a vantagem do uso da carga fictícia, pois apesar da potência “vista” pelo medidor corresponder a 1800 W, o consumo dispendido para gerar tal potência fictícia se situa em torno de 3 W, estando de acordo com o previsto em simulação.



(a) Tensão de alimentação da Fonte de Tensão



(b) Corrente de alimentação da Fonte de Tensão



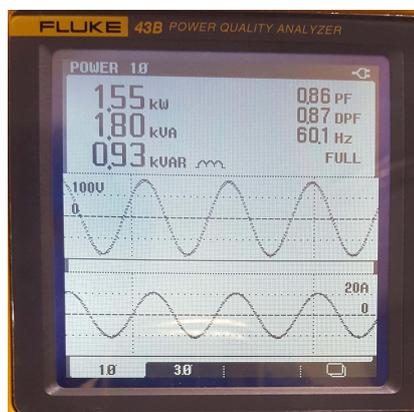
(c) Tensão de alimentação da Fonte de Corrente



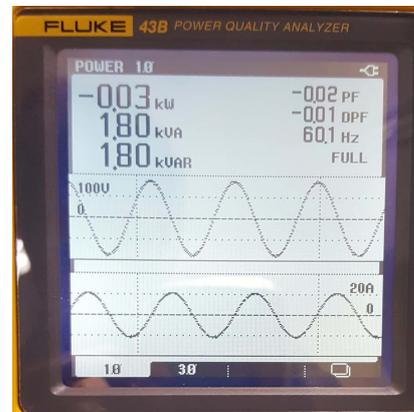
(d) Corrente de alimentação da Fonte de Corrente

Figura 4.20: Consumo observado da fonte de tensão (a - b) e da fonte de corrente (c - d)

A título de ilustração, outras condições de potência são exibidas na Figura 4.21 de modo a mostrar a versatilidade proporcionada pelo controle da fase do equipamento. Na Figura, são mostrados os valores de potência ativa, reativa e aparente para duas condições de defasagem da corrente em relação à tensão: -30° e -90° , onde nesta última há apenas potência reativa.



(a)



(b)

Figura 4.21: Potência gerada para diferentes condições de defasagem da corrente: (a) -30° e (b) -90°

Durante o experimento, verificou-se que, para a estrutura utilizada, ou seja, com um transformador para elevar a corrente na saída do inversor, o controle Ressonante atuando apenas na fundamental atende ao requisito de THD da corrente. Isto se deve ao fato do valor de indutância de dispersão do trafo que atua como um filtro ser alta, da ordem de 1 mH, que além disso não satura já que seu primário trabalha com baixos valores de tensão e corrente de excitação. Esta situação muda ao utili-

zar indutor como filtro, que deve trabalhar com a corrente nominal do equipamento. Como geralmente indutores são otimizados focando tamanho e peso, são mais propensos a saturar ao chegar ao seu limite de operação, acarretando em distorção na forma de onda.

Para comprovar a melhoria proporcionada pelo controle MRC nesta condição de filtro próximo da saturação, foi realizado um experimento substituindo o transformador por uma indutância de $940 \mu\text{H}$, valor próximo à indutância de dispersão do primeiro. Como não havia indutor disponível que fosse capaz de suportar a corrente nominal de 15 A, o experimento foi realizado no limite da corrente do indutor, de 1 A.

A contribuição dada pelo controle MRC é evidenciada através dos resultados apresentados na Figura 4.22. Nesta condição, com o indutor trabalhando próximo da saturação, o controle ressonante atuando apenas na fundamental consegue manter a amplitude da corrente regulada, no entanto, o THD sobe além do 1% devido à presença do 3º harmônico na saída, situação que é compensada ao utilizar o controle MRC, conforme Figura 4.22b.

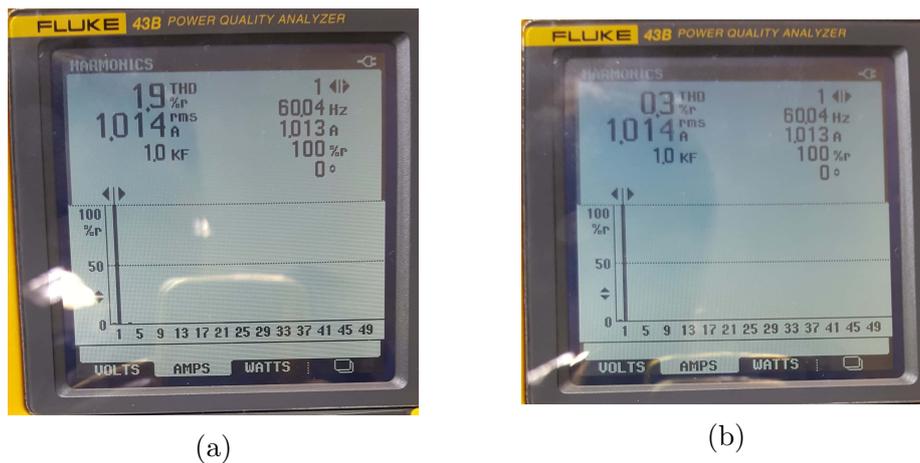


Figura 4.22: Amplitude e THD com controle MRC (a) e com controle ressonante apenas na fundamental (b) utilizando indutor como filtro

Com base nos resultados encontrados, é possível concluir que a regulação do valor eficaz, da fase e do THD da corrente de saída nas condições analisadas foram satisfatórias, validando portanto o estudo realizado e demonstrando a eficiência do controlador implementado.

Por fim, a Figura 4.23 apresenta uma foto do sistema implementado para obtenção dos resultados experimentais, com todos os seus componentes. A construção dos principais elementos é discutida no Apêndice A.

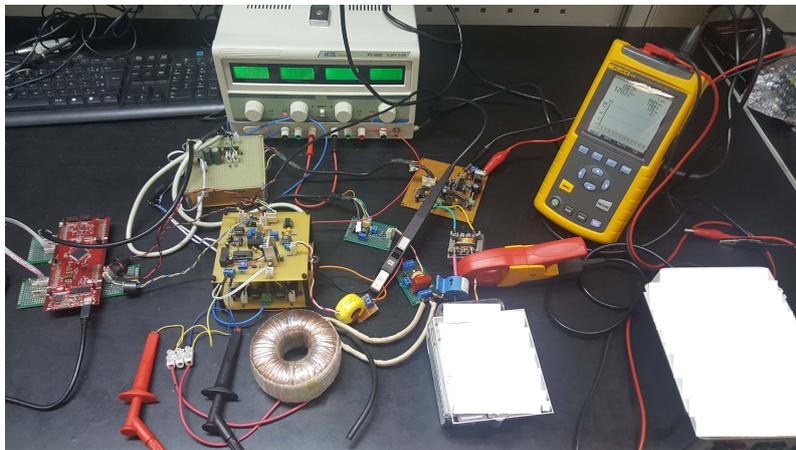


Figura 4.23: Protótipo do sistema utilizado para obtenção dos resultados experimentais

Capítulo 5

Conclusões

Este capítulo apresenta as conclusões obtidas sobre o controlador estudado e uma visão de geral do desenvolvimento do trabalho, bem como propostas de continuidade.

Este trabalho expôs a análise, projeto e implementação de um protótipo de sistema utilizado para realizar ensaios em medidores de energia elétrica denominado carga fictícia. Como apresentado, tal dispositivo requer um conjunto de dois geradores programáveis, um gerador de tensão e outro de corrente, ambos independentes, porém sincronizados.

O capítulo 1 começa com um breve histórico da medição de energia elétrica e do contexto em que está envolvido, sendo apresentado a motivação do estudo pela necessidade de se garantir a exatidão dos medidores de energia elétrica. Foram apresentados os documentos de referência com base nos quais a fonte deve estar em conformidade para que se possa ser utilizada para realizar os ensaios nos medidores.

No capítulo 2 foi apresentada a estrutura proposta do sistema. Com base na necessidade de se gerar tensão e corrente de forma independente, propõe-se um sistema baseado em dois inversores. Ainda no capítulo 2, foi realizada uma revisão bibliográfica do estado da arte de estratégias de controle que pudessem atender ambas as fontes. Para a fonte de tensão, partiu-se do fato do circuito de tensão do medidor ser uma carga não linear, devendo o controlador ser capaz de rejeitar distúrbios de carga com elevado conteúdo harmônico. Para a fonte de corrente, buscou-se por estratégia que garantisse erro zero em regime permanente. Conclui-se pelo uso controle proporcional + multi-ressonante para ambas as fontes, devido a sua capacidade de compensação harmônica e erro zero de rastreamento em regime permanente. Foi ainda apresentado o modelo do sistema controlado, buscando representá-lo da forma mais próxima possível dos sistemas físicos digitais, incluindo dinâmicas como atraso de atuação do PWM e de sensoriamento, sendo grande o número de autores que não levam em consideração tais efeitos durante a modelagem.

O capítulo 3 trata dos conceitos introdutórios relacionados ao controlador proporcional + multi-ressonante, assim como técnicas para projeto do filtro de saída dos inversores. Detalhou-se a estrutura da fonte de tensão, justificando a escolha pela abordagem do sistema de controle com malhas em cascata, consistindo no emprego de duas malhas, uma interna de corrente, seja a do indutor ou do capacitor do filtro, e a externa, regulando a tensão de saída. Foi discutido o impacto da escolha de se realimentar na malha interna de corrente de capacitor ou a de indutor, sendo por fim, apresentado de forma didática o roteiro para obtenção dos ganhos do controlador em conjunto com simulações. Quanto à fonte de corrente, foi igualmente apresentada sua estrutura e roteiro para obtenção dos ganhos do controlador em conjunto com simulações.

O capítulo 4 trouxe os resultados da verificação experimental e teste do sistema proposto. Para tal, foi desenvolvida uma plataforma constituída de dois inversores controlados digitalmente pelo Kit de Desenvolvimento TMS320F28377S. Também foram projetados e implementados os circuitos de instrumentação para o condicionamento dos sinais de tensão e corrente. Aplicando o controlador desenvolvido no capítulo 3, procurou-se avaliar a capacidade do controlador da fonte de tensão em rejeitar distúrbios de carga provocados pela fonte de alimentação do medidor. Para a fonte de corrente, verificou-se o desempenho do controlador em mantê-la regulada em amplitude e fase. Os resultados obtidos demonstraram a viabilidade do controle implementado em função do baixo THD obtido, mesmo para cargas não-lineares, no caso da fonte de tensão.

Por fim, conclui-se que este trabalho atingiu o objetivo de desenvolver um sistema para ensaio em medidores eletrônicos de energia elétrica, atendendo às especificações regulamentares, em conjunto com uma metodologia bem definida, baseada na teoria de controle, para escolha dos ganhos.

Destaca-se como contribuição deste trabalho o desenvolvimento de um protótipo de carga fictícia para o ensaio de exatidão de medidores de energia elétrica monofásicos visando suprir a necessidade do Inmetro, sendo inclusive uma plataforma flexível, por permitir a implementação de algoritmos de controle para a validação experimental de aplicações diversas envolvendo inversores e controle digital.

Para estudos futuros, sugere-se:

- ampliar o estudo para sistemas trifásicos;
- estudar o comportamento do sistema para diversos modelos de medidores eletrônicos;
- aplicar técnicas de otimização em tempo real para a sintonia do controlador ressonante;
- estudar o uso de outras topologias de controle atuando em conjunto com o controlador ressonante.

Referências Bibliográficas

- [1] INTERNATIONAL, M. . S. E. “The history of the electricity meter”. Junho 2006. Disponível em: < <https://www.metering.com/features/the-history-of-the-electricity-meter/3327/>>. Acesso em 27/01/2018.
- [2] TESCO. “Watthour Meters”. Disponível em: < <http://watthourmeters.com/>>. Acesso em 25/01/2018.
- [3] NANSEN. “Medidores eletromecânicos: um marco histórico do setor energético”. Julho 2017. Disponível em: < <http://geracaosmartgrid.com.br/medidores-eletromecanicos-um-marco-historico-do-setor-energetico/>>. Acesso em 25/01/2018.
- [4] ABRADÉE. “Banco de Dados Comercial”. 2017. Disponível em: < <http://www.abradee.com.br/imprensa/noticias/130->>. Acesso em 27/01/2018.
- [5] JÚNIOR, J. M. C. *Um medidor de energia elétrica integrado em redes de comunicações*. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Fevereiro 2014. Disponível em: < <http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=000922642>>.
- [6] HATZIARGYRIOU, N., ASANO, H., IRAVANI, R., et al. “Microgrids”, *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 4, pp. 78–94, Julho 2007.
- [7] FANG, X., MISRA, S., XUE, G., et al. “Smart Grid - The New and Improved Power Grid: A Survey”, *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 14, n. 4, pp. 944–980, Dezembro 2012.
- [8] LASSETER, R. H. “MicroGrids”. In: *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, v. 1, pp. 305–308 vol.1, Agosto 2002.
- [9] ANEEL. “Resolução Normativa nº 482, de 17 de Abril de 2012”. 2012. Disponível em: < <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em 24/01/2018.

- [10] FERREIRA, J. B. *Análise de Formas de Medição de Consumo de Energia Elétrica no Setor Residencial*. Trabalho de graduação, Universidade Federal de Pernambuco, Julho 2012.
- [11] ANEEL. “Resolução Normativa nº 733, de 06 de Setembro de 2016”. 2016. Disponível em: < <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2016733.pdf> >. Acesso em 24/01/2018.
- [12] ANEEL. “Relatórios de Consumo e Receita de Distribuição”. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/relatorios-de-consumo-e-receita>, 2018. Acesso em 22/01/2018.
- [13] CAPETTA, D. *Sistemas de medição para faturamento e o mercado de energia elétrica – uma visão crítica do referencial regulatório*. Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Maio 2009. Disponível em: < <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-03072009-144925/pt-br.php> >.
- [14] ABRADÉE. “Privatizações”. Disponível em: < <http://www.abradee.com.br/setor-eletrico/privatizacoes> >. Acesso em 12/07/2016.
- [15] DUARTE, C. H. *Impactos Econômicos dos Harmônicos de Corrente das Cargas não Lineares em Redes Elétricas de Distribuição Residenciais*. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2010. Disponível em: http://www.ppe.ufrj.br/pppe/production/tesis/carlos_duarte.pdf.
- [16] ANEEL. “Resolução Normativa nº 414, de 9 de Setembro de 2010”. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2010414comp.pdf>, 2010. Acesso em 22/06/2016.
- [17] INMETRO. “Vocabulário Internacional de Termos de Metrologia Legal (VIML)”. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC002399.pdf>, 2016. Acesso em 31/05/2017.
- [18] ABNT NBR 14519 *Medidores de Eletrônicos de Energia Elétrica - Especificação*, 2011. (ABNT NBR 14519:2011).
- [19] SUHETT, M. R. *Análise de Técnicas de Medição de Potência Reativa em Medidores Eletrônicos*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2008. Disponível em: < <http://www.pee.ufrj.br/index.php/pt/producao-academica/dissertacoes-de-mestrado/2008-1/2008032701-2008032701/file> >.

- [20] INMETRO. *Portaria Inmetro/Dimel n.º 297, de 05 de outubro de 2011*, 2011. Acesso em 28/11/2016.
- [21] INMETRO. *Portaria Inmetro/Dimel n.º 0191, de 30 de outubro de 2014*, 2014. Acesso em 30/10/2016.
- [22] INMETRO. “Portaria Inmetro n.º 587, de 05 de novembro de 2012 - Regulamento Técnico Metrológico para medidores eletrônicos de energia elétrica ativa e/ou reativa”. 2012. Disponível em: < <http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC001929.pdf>>. Acesso em: 30 Outubro 2016.
- [23] INMETRO. “Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados”. Disponível em: http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim_2012.pdf, 2012. Acesso em 26/10/2016.
- [24] RÉCHE, M. M. *Novas Formas de Atuação para a Metrologia no Brasil*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal Fluminense, 2004.
- [25] “D1:2012(E) Considerations for a Law on Metrology”. 2012. Disponível em: < http://www.oiml.org/en/files/pdf_d/d001-e12.pdf/view>. Acesso em 27/10/2016.
- [26] INMETRO. “Inmetro - Metrologia Legal”. Disponível em: < <http://www.inmetro.gov.br/metlegal/index.asp>>. Acesso em 17/11/2016.
- [27] DE ARAÚJO ALVES, H. *Proposta de metodologia de validação de equipamentos de verificação de medidores de energia elétrica para fins de verificação voluntária*. Dissertação de mestrado, Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, Duque de Caxias, 2014.
- [28] DE CARVALHO DO COUTO, B. *Comparação interlaboratorial em ensaios de medidores de energia elétrica*. Dissertação de mestrado, Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, Duque de Caxias, 2016.
- [29] “D5:1982(E) Principles for the establishment of hierarchy schemes for measuring instruments”. 1982. Disponível em: < https://www.oiml.org/en/files/pdf_d/d005-e82.pdf>. Acesso em 31/05/2017.
- [30] EQUIPMENT, M. T. “ZPE Overview English”. 2017. Disponível em: < [https://www.mte.ch/data/files/ZPE%20overview%20English_R01%20\(09.2017\).pdf](https://www.mte.ch/data/files/ZPE%20overview%20English_R01%20(09.2017).pdf)>. Acesso em 03/04/2018.

- [31] INMETRO. “NIT-DIGEL-004 - Procedimento de Verificação em Campo de Medidores de Energia Elétrica por Solicitação do Usuário/Proprietário”. Janeiro 2015. Disponível em: < <http://www.inmetro.gov.br/metlegal/docDisponiveis.asp>>. Acesso em: 20 de Janeiro 2016.
- [32] ZAJEC, P., NASTRAN, J. “Power calibrator using switched mode voltage source”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 49, n. 4, pp. 790–794, Agosto 2000.
- [33] GUBISCH, A., LUALDI, P. L., MILJANIC, P. N., et al. “Power calibrator using sampled feedback for current and voltage”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 46, n. 2, pp. 403–407, Abril 1997.
- [34] BUSO, S., MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, 2006.
- [35] ANEEL. “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 5 – Sistemas de Medição”. Março 2017. Disponível em: < http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/Modulo5_Revisao5/4d9e298e-cbf6-4b09-a01a-2e55f05dc9c7>. Acesso em 30/01/2018.
- [36] DE OLIVEIRA, R. O. O. *Proposta de implantação do controle metrológico legal em monitores de área: análise crítica*. Dissertação de mestrado, Instituto de Radioproteção e Dosimetria, Fevereiro 2006.
- [37] METHAWEE, S., LEELARASMEE, E. “A design of programmable AC voltage and current generators for testing energy meters”. In: *The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, 2004. Proceedings.*, v. 1, pp. 57–60 vol.1. IEEE, Dezembro 2004.
- [38] FERRERO, A., FAIFER, M., SALICONE, S. “A testing procedure for the new, electronic revenue energy meters”. In: *2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 83–88. IEEE, Maio 2008.
- [39] KHAN, T. H., KABIR, S. M. L., HUSSAIN, S., et al. “Design and implementation of a low cost electricity meter testing bench”. In: *2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, pp. 34–39. IEEE, Outubro 2010.
- [40] MUÑOZ, J., ROHTEN, J., ESPINOZA, J., et al. “Review of current control techniques for a cascaded H-Bridge STATCOM”. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 3085–3090, Março 2015.

- [41] CASTAÑO, J. E. C. *High Performance Voltage Control for Three-phase UPS Inverter*. Dissertação de mestrado, UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, Dezembro 2014.
- [42] TZOU, Y.-Y., OU, R.-S., JUNG, S.-L., et al. “High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, pp. 715–725, Julho 1997.
- [43] GNOATTO, C. L. *Estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas de alimentação Ininterrupta de energia*. Dissertação de mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.
- [44] LIDOZZI, A., JI, C., SOLERO, L., et al. “Resonant-Repetitive Combined Control for Stand-Alone Power Supply Units”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 6, pp. 4653–4663, Novembro 2015.
- [45] SILVA, A. F. B. O. *Aplicação de Controle Repetitivo em Inversor PWM Monofásico com Filtro LC de Saída Utilizado em Fonte Programável CA*. Dissertação de mestrado, CEFET-MG, Agosto 2012.
- [46] LIDOZZI, A., CALZO, G. L., SOLERO, L., et al. “Integral-resonant control for stand-alone voltage source inverters”, *IET Power Electronics*, v. 7, n. 2, pp. 271–278, Fevereiro 2014.
- [47] CHEN, L., PENG, F. Z. “Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, pp. 574–580, Março 2008.
- [48] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. 2^a ed. Nova York, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [49] LIDOZZI, A., SOLERO, L., BIFARETTI, S., et al. “Sinusoidal Voltage Shaping of Inverter-Equipped Stand-Alone Generating Units”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 6, pp. 3557–3568, Junho 2015.
- [50] BUSO, S. “Digital Control of Power Converters”. Aulas ministradas no Departamento de Sistemas e Controle de Energia da FEEC - UNICAMP em 1999, Outubro 1999. Disponível em: < <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/Digital.html> >. Acesso em 14/02/2018.

- [51] CORTES, P., KAZMIERKOWSKI, M. P., KENNEL, R. M., et al. “Predictive Control in Power Electronics and Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 12, pp. 4312–4324, Dezembro 2008.
- [52] MARTINZ, F. O. *Estudo de estratégias de rastreamento da corrente e da tensão de saída CA de um conversor do tipo fonte de tensão*. Dissertação de mestrado, Universidade de São Paulo, 2007.
- [53] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, pp. 814–822, Maio 2003.
- [54] GRADY, M. “Understanding Power System Harmonics”. Aulas ministradas no Dept. of Electrical & Computer Engineering of University of Texas at Austin, Abril 2012. Disponível em: < https://web.ecs.baylor.edu/faculty/grady/Understanding_Power_System_Harmonics_Grady_April_2012.pdf>. Acesso em 17/02/2018.
- [55] RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 2^a ed. São Paulo, Makron Books do Brasil Editora Ltda., 1999.
- [56] RYAN, M. J., BRUMSICKLE, W. E., LORENZ, R. D. “Control topology options for single-phase UPS inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, pp. 493–501, Março 1997.
- [57] MARANDI, D., SOWMYA, T. N., BABU, B. C. B. “Comparative study between unipolar and bipolar switching scheme with LCL filter for single-phase grid connected inverter system”. In: *Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2012 IEEE Students’ Conference on*, pp. 1–4, Março 2012.
- [58] RYAN, M. J., LORENZ, R. D. “A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-EMF” decoupling”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC ’95 Record., 26th Annual IEEE*, v. 1, pp. 507–513 vol.1, Junho 1995.
- [59] FRANCIS, B. A., WONHAM, W. M. “The Internal Model Principle of Control Theory”, *Automatica*, v. 12, n. 5, pp. 457–465, Setembro 1976. Disponível em: < [http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098\(76\)90006-6](http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098(76)90006-6)>.
- [60] PEREIRA, L. F. A., FLORES, J. V., BONAN, G., et al. “Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies - A Systematic Robust

Control Design Approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, pp. 1528–1538, Março 2014.

- [61] YEPES, A. G., FREIJEDO, F. D., ÓSCAR LÓPEZ, et al. “Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, pp. 5231–5250, Novembro 2011.
- [62] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., BODE, G. H. “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, pp. 601–610, Março 2001.
- [63] SATO, Y., OMOTSUGU ISHIZUKA, NEZU, K., et al. “A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, pp. 480–486, Maio 1998.
- [64] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al. “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, pp. 750–762, Setembro 2006.
- [65] YANG, Y., ZHOU, K., CHENG, M. “Phase Compensation Resonant Controller for PWM Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, pp. 957–964, Maio 2013.
- [66] KIM, J., HONG, H., CHOI, J. “Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller”. In: *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, v. 3, pp. 1659–1664 vol.3, Dezembro 2000.
- [67] KIM, H., SUL, S.-K. “Analysis on output LC filters for PWM inverters”. In: *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 384–389, Maio 2009.
- [68] SARJEANT, W. J., CLELLAND, I. W., PRICE, R. A. “Capacitive components for power electronics”, *Proceedings of the IEEE*, v. 89, n. 6, pp. 846–855, Junho 2001.
- [69] DE REZENDE, F. B. *Controlador digital de alto desempenho para um inversor senoidal com realimentação pela corrente do capacitor de saída usando um processador digital de sinais de 16 bits e ponto fixo*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2008.

- [70] AHMAD, A. A., ABRISHAMIFAR, A., FARZI, M. “A New Design Procedure for Output LC Filter of Single Phase Inverters”, *3rd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System*, 2010. 86-91.
- [71] LOH, P. C., NEWMAN, M. J., ZMOOD, D. N., et al. “A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, pp. 1176–1185, Setembro 2003.
- [72] CHOI, J.-H., KIM, B.-J. “Improved digital control scheme of three phase UPS inverter using double control strategy”. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, v. 2, pp. 820–824 vol.2, Fevereiro 1997.
- [73] WU, H., LIN, D., ZHANG, D., et al. “A current-mode control technique with instantaneous inductor-current feedback for UPS inverters”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, v. 2, pp. 951–957 vol.2, Março 1999.
- [74] HASANZADEH, A., EDRINGTON, C. S., MAGHSOUDLOU, B., et al. “Multi-loop linear resonant voltage source inverter controller design for distorted loads using the linear quadratic regulator method”, *IET Power Electronics*, v. 5, n. 6, pp. 841–851, Julho 2012.
- [75] YEPES, A. G., FREIJEDO, F. D., DOVAL-GANDOY, J., et al. “Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, pp. 1692–1712, Julho 2010.
- [76] INSTRUMENTS, T. *TMS320F28377S Single-Core Delfino Microcontroller*. Texas Instruments Incorporated, Julho 2017. Disponível em: < <http://www.ti.com/product/tms320F28377S>>.
- [77] WATANABE, E. H. “Conversores de Corrente”, Notas de Aula da Disciplina Aplicações de Eletrônica de Potência, Julho 2015.
- [78] DA COSTA PADILHA, F. J. *Implementação de um Inversor NPC com Ênfase no Circuito de Acionamento e Controle de Equalização*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2006. Disponível em: < <http://www.pee.ufrj.br/index.php/pt/producao-academica/dissertacoes-de-mestrado/2006-1/2006080201-2006080201/file>>.

- [79] BLAKE, C., BULL, C. “IGBT or MOSFET: Choose Wisely”. Agosto 2006. Disponível em: < <https://www.infineon.com/dgdl/choosewisely.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc>>.
- [80] INSTRUMENTS, T. “Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits”. Application Note, Abril 2002. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ml/slva618/slva618.pdf>>.
- [81] CORPORATION, F. S. *FQPF12N60C N-Channel QFET MOSFET*. Fairchild Semiconductor Corporation, Novembro 2013. Disponível em: < <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/FQPF12N60C-D.pdf>>.
- [82] HOLMES, D. G., LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. IEEE Series on Power Engineering. New Jersey, John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [83] RECTIFIER, I. “AN978 - HV Floating MOS-Gate Driver ICs”. Application Note, Março 2009. Disponível em: < <http://www.irf.com/application-notes>>.
- [84] RECTIFIER, I. “AN937 - Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET Power MOSFETs”. Application Note, Agosto 2004. Disponível em: < <http://www.irf.com/application-notes>>.
- [85] DIVISION, I. I. C. “AN401 - MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications”. Application Note, Dezembro 2012. Disponível em: < [http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/AN-401.pdf/\\$file/AN-401.pdf](http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/AN-401.pdf/$file/AN-401.pdf)>.
- [86] RECTIFIER, I. “AN990 - IGBT Characteristics”. Application Note, Agosto 2012. Disponível em: < <https://www.infineon.com/dgdl/an-990.pdf?fileId=5546d462533600a40153559fae19124e>>.
- [87] TECHNOLOGIES, A. *HCPL-3120/J312 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler*. Avago Technologies, 2016. Disponível em: < <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/gate-drives/hcpl-3120#overview>>.
- [88] CORPORATION, F. S. “FAN7382 - High- and Low-Side Gate Driver”. Datasheet, Fevereiro 2007. Disponível em: < <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/FAN7382-D.pdf>>.

- [89] CORPORATION, F. S. “Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC”. Application Note, Dezembro 2014. Disponível em: < <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf> >.
- [90] CORPORATION, M. C. *Data Acquisition Handbook*. 3^a ed. Massachusetts, Measurement Computing Corporation, 2012. Disponível em: < <https://www.mccdaq.com/support/Data-Acquisition-Handbook.aspx> >.
- [91] INSTRUMENTS, T. *INA12x Precision, Low Power Instrumentation Amplifiers*. Texas Instruments Incorporated, Outubro 2015. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf> >.
- [92] LABORATORIES, S. “AN614 - A Simple Alternative to Analog Isolation Amplifiers”. 2013. Disponível em: < <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN614.pdf> >.
- [93] DEVICES, A. *AD202 Low Cost, Miniature Isolation Amplifier*. Analog Devices, 2002. Disponível em: < http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD202_204.pdf >.
- [94] INSTRUMENTS, T. *ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier*. Texas Instruments Incorporated, Julho 2016. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso124.pdf> >.
- [95] VISHAY. *IL300 Linear Optocoupler, High Gain Stability, Wide Bandwidth*. Vishay Semiconductors, Junho 2014. Disponível em: < <https://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf> >.
- [96] PETTIGREW, W. “Selecting the Most Effective Current Sensing Technology”. Agosto 2007. Disponível em: < http://www.power-mag.com/pdf/feature_pdf/1222952626_PEE_Issue_8_2007_Curent_Sensing-Selecting_the_Most_Effective_Current_Sensing_Technology.pdf >.
- [97] THOMAS, J. L. *Precision Resistors and Their Measurement*. Circular 470, National Bureau of Standards, Outubro 1948. Disponível em: < <https://www.nist.gov/sites/default/files/documents/calibrations/circ470.pdf> >.
- [98] INCORPORATED, T. I. *INA117 - High Common-Mode Voltage Difference Amplifier*, 2000. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/gpn/ina117> >.

- [99] NANOSTRUCTURED & AMORPHOUS MATERIALS, I. “Current Transformer Cores for Power System”. Disponível em: < http://www.nanoamor.com/cores_for_current_transformers>. Acesso em 20/09/2017.
- [100] SCETTINO, B. M. *Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos Transformadores de Corrente utilizados em circuitos de proteção*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Dezembro 2012. Disponível em: < <http://www.ufjf.br/ppee/files/2012/02/Disserta%C3%A7%C3%A3o-Bruno-Montesano-Schettino.pdf>>.
- [101] INC, H. *Hall Effect Sensing and Application*. Honeywell, Janeiro 2004. Disponível em: < <https://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>>.
- [102] AZOSENSORS. “Hall Effect Sensors”. Junho 2012. Disponível em: < <https://www.azosensors.com/Article.aspx?ArticleID=16>>.
- [103] MELEXIS. *MLX91207*. Melexis, Abril 2012. Disponível em: < <https://www.melexis.com/en/product/MLX91207/70kHz-Programmable-Hall-Effect-Current-Sensor>>. Acesso em 19/09/2017.
- [104] “ACS712: Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor”. Junho 2017. Disponível em: < <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>>. Acesso em 19/09/2017.
- [105] LEM. “Current Transducer LES series”. 2017. Disponível em: < http://www.lem.com/hq/en/component/option,com_catalog/task,displaymodel/id,90.N9.09.000.0/>. Acesso em 19/09/2017.

Apêndice A

Construção do protótipo e Esquema elétrico das placas de driver, aquisição e controle

A montagem de um protótipo do sistema proposto foi realizada a fim de avaliar o desempenho experimentalmente o controlador desenvolvido no Capítulo 3. Durante pesquisa para construção do protótipo para verificação de resultados experimentais, fez-se necessário enfrentar uma série de questões de ordem prática, que foram postos neste capítulo contribuindo assim como uma fonte de pesquisa futura. Neste capítulo serão descritos os principais elementos que integram a plataforma implementada, que são o inversor com seus circuitos de acionamento e a etapa de instrumentação.

A.1 Conversor CC-CA

O conversor CC-CA, comumente chamado inversor, é o circuito que converte uma fonte de energia contínua - CC, em uma fonte alternada - CA. Tais inversores podem ser do tipo Inversor Fonte de Tensão - VSI, do inglês *voltage Source inverter*, ou Inversor Fonte de Corrente - CSI, do inglês *current Source inverter*, onde sua entrada é uma fonte de corrente constante, este último empregado principalmente em aplicações de média tensão e acionamento de máquinas com potências na ordem de megawatts [77].

Como já mencionado na Seção 2.3, o inversor tratado neste trabalho é o inversor fonte de tensão monofásico com topologia ponte H completa, modulado por PWM senoidal e nesta seção será tratado da montagem do protótipo.

Ambos os inversores, tanto o inversor responsável por gerar a forma de onda da corrente quanto aquele responsável pela forma de onda da tensão, são controlados de forma independente pelo microcontrolador e têm em suas saídas um filtro LC

para atenuar componentes harmônicas da frequência de chaveamento.

Como se depreende da Figura 4.1 na apresentada no Capítulo 4, cada inversor consiste de um arranjo de 2 pernas compostas por 2 chaves cada. A seleção da chave deve levar em consideração suas características estáticas e dinâmicas, além de propriedades térmicas e modelos de encapsulamento. Dentre as opções aplicáveis de semicondutores controlados disponíveis, os principais são o BJT, MOSFET e IGBT, ficando a escolha entre o MOSFET e IGBT em função de suas vantagens sobre o BJT como maior velocidade de chaveamento e menor complexidade na construção do circuito de driver [78].

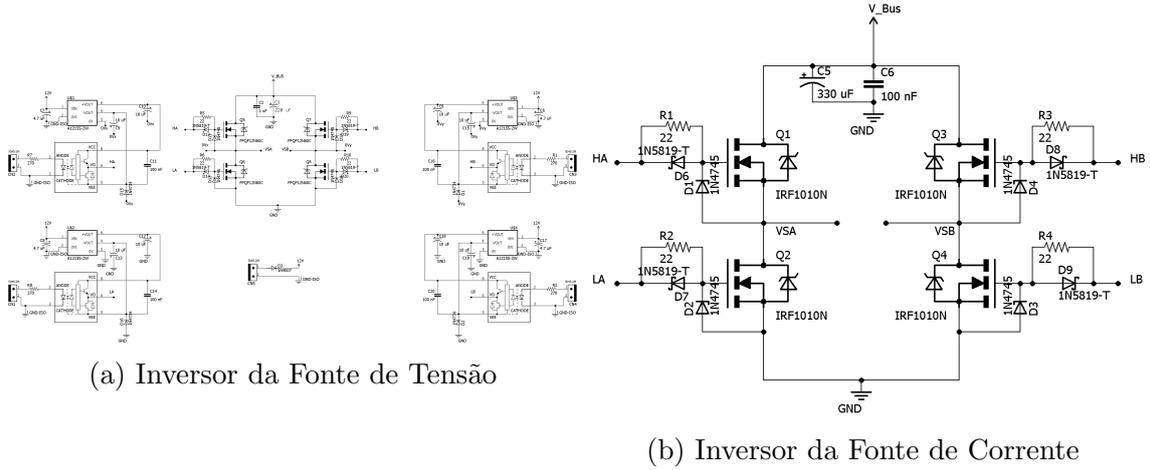
As estruturas do MOSFET e IGBT são bastante semelhantes, entretanto alguns detalhes ditam qual tecnologia é mais adequada à aplicação. O IGBT é certamente o dispositivo de escolha para tensões de ruptura ou *breakdown* acima de 1000V, enquanto o MOSFET o é para tensões de ruptura abaixo de 250V [79]. Pesam ainda na escolha o desempenho no chaveamento, encapsulamento e as potências envolvidas, onde o MOSFET é preferido em situações de baixa potência (< 500 W), além de possuir intrinsecamente o diodo em antiparalelo [79].

Em vista do propósito do projeto de construção de uma fonte de tensão e uma fonte de corrente para alimentar os circuitos do medidor de energia elétrica, ambas trabalhando com baixa potência, frequências de chaveamento altas e baixa tensão (< 1000 V), o Mosfet FQPF12N60C foi selecionado para a construção do inversor da fonte de tensão e o Mosfet IRF1010N, para o inversor da fonte de corrente, levando em consideração, além da tensão de trabalho, a corrente máxima do dispositivo, onde todas as chaves utilizadas foram de canal N por seu menor valor de resistência dreno-fonte ($R_{DS(on)}$) e de capacitância de gate, maior velocidade de chaveamento e custo mais baixo quando comparados com os Mosfets de canal P [80].

O esquema eletrônico dos inversores montados está ilustrado na Figura A.1, com a mesma topologia, diferindo nos valores dos componentes para atender aos requisitos de tensão e corrente da respectiva fonte.

No projeto de todo circuito, a compreensão dos limites de operação dos componentes é muito importante para obter o melhor desempenho e garantir confiabilidade ao longo de sua vida útil. Ter em consideração que os limites máximo admissíveis, quando ultrapassados mesmo que instantaneamente, podem levar o dispositivo à destruição é essencial, já que este pode não conseguir se recuperar do estresse. Os Mosfets de potência são classificados em termos de corrente de dreno (I_D), tensão dreno-Source (V_{DS}), dissipação de potência (P_D), temperatura de operação e armazenamento.

No plano prático, a construção do estágio de potência do inversor é direta, porém requer cuidados com a questão da disposição física, e dentre estes há a avaliação da necessidade de dissipador de calor, que para efeito didático, será apresentado nos



(a) Inversor da Fonte de Tensão

(b) Inversor da Fonte de Corrente

Figura A.1: Inversores da Fonte de Tensão (a) e Fonte de Corrente (b)

próximos parágrafos. A avaliação foi realizada considerando a máxima carga teórica à qual a fonte de tensão pode ser submetida, determinada como sendo o consumo máximo permitido de 25 VA de um medidor eletrônico monofásico [22].

Considerando que a máxima carga do medidor de 25 VA acontece a uma tensão nominal de 120 V, a corrente consumida pelo medidor será de 208,3 mA. Tendo em vista que a saída do inversor da fonte de tensão estará conectada a um transformador elevador com relação de transformação dada por 22,7:120, a corrente em sua saída será aproximadamente 1,1 A, sendo cada chave submetida à metade deste valor durante um período. A potência dissipada no Mosfet é dada por:

$$P = R_{DS(on)} \cdot I_D^2,$$

onde $R_{DS(on)}$ é a resistência total entre os terminais dreno e fonte do Mosfet. Considerando o valor máximo de $R_{DS(on)}$ para o modelo FQPF12N60 de 0,7 Ω, a potência dissipada no Mosfet será aproximadamente de 212 mW.

A potência dissipada no dispositivo irá provocar um aumento da sua temperatura, dado por:

$$T_j - T_C = P \cdot R_{\Theta JA},$$

onde T_j e T_C são, respectivamente, a temperatura na junção e no ambiente, e $R_{\Theta JA}$ a resistência térmica entre junção e ambiente, uma constante que relaciona a variação de temperatura do dispositivo com a potência nele dissipada. Com base nas informações da folha de dados do Mosfet FQPF12N60 [81] e considerando um valor crítico da temperatura ambiente de 50 °C, a temperatura de junção do dispositivo será igual à:

$$T_j = 0,212 \cdot 62,5 + 50 = 63,25^\circ C,$$

valor abaixo da temperatura máxima de 150 °C à qual a chave pode ser subme-

tida, não sendo portanto necessário o uso de dissipadores. Análise semelhante foi conduzida para o inversor da fonte de corrente, onde se chegou à mesma conclusão.

Um segundo desafio na concepção do estágio de potência do inversor é minimizar a interferência eletromagnética (EMI) gerada durante as transições de cada chaveamento. Tal perturbação é resultado das indutâncias parasitas entre o barramento CC e as chaves, também presentes entre o barramento CC e o capacitor conforme a Figura A.2 [82]. Nos protótipos de inversores construídos, foi utilizado um capacitor eletrolítico atuando como filtro associado a um capacitor de filme de polipropileno metalizado.

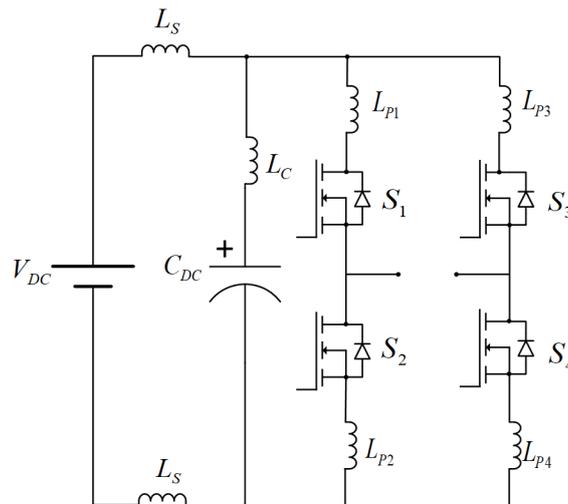


Figura A.2: Indutâncias parasitas no inversor

A solução usual para minimizar o problema é instalar capacitores para alta frequência entre as chaves de cada perna do inversor, posicionando-os o mais próximo possível conforme esquema na Figura A.3. Esses capacitores fornecem um caminho de baixa impedância para picos de corrente que acontecem durante as transições, minimizando sobretensões decorrentes da associação das indutâncias parasitas com o período de comutação de estado das chaves. Capacitores de filme são os mais indicados, uma vez que sua resistência (ESR) e indutância (ESL) série equivalente (ESR) são extremamente baixas quando comparadas com capacitores eletrolíticos [68].

A.1.1 *Gate Driver*

O Mosfet é um dispositivo de potência controlado por tensão onde o fluxo de corrente no terminal Dreno (D) é controlado pela imposição de uma tensão entre os terminais de Gate (G) e Source (S). As saídas de controle oriundas do MCU não conseguem atender aos requisitos para acionar transistores Mosfet de potência, portanto um estágio interfaceando ambos se faz necessário, entrando nesta etapa os circuitos de comando, comumente conhecidos como *gate drivers* [78]. O gate

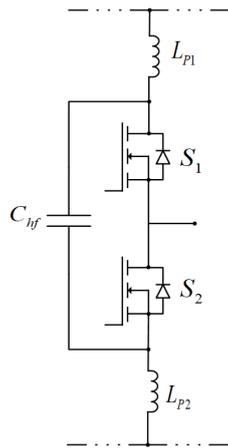


Figura A.3: Inclusão de Capacitor para redução de EMI
 Fonte: Adaptado de [82]

driver converte o sinal lógico que define o estado do Mosfet nas tensões e correntes necessárias para alterar sua condição [82].

Em se tratando do acionamento de Mosfet, um detalhe significativo é sua característica capacitiva, isto é, o fato de serem ativados fornecendo uma carga ao terminal de gate [83]. A Figura A.4 ilustra um Mosfet de canal N com seus terminais e polaridades.

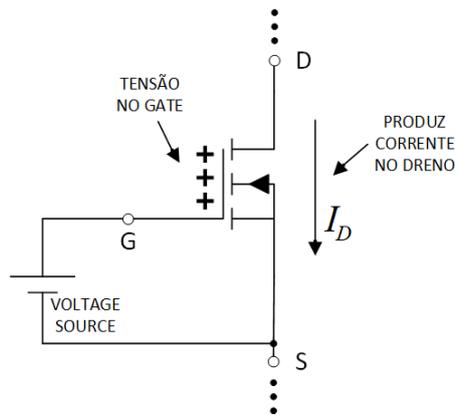


Figura A.4: Mosfet Gate Drive
 Fonte: Adaptado de [84]

Tomando como base a topologia da ponte H, para cada perna do inversor, tem-se duas possíveis configurações para as chaves, conforme disposto na Figura A.5: no lado baixo, do inglês *low-side switch* (LSSw), onde o Mosfet está posicionado entre a carga e o terra, ou no lado alto, do inglês *high-side switch* (HSSw), quando esse está conectado entre a carga e o barramento CC.

Todas as tensões do Mosfet são referenciadas ao terminal de Source [84], e para que um Mosfet passe à condição de completamente ligado, a tensão de gate deve ser de 10V a 15V maior do que a tensão do terminal Source [83]. Observando o LSSw na Figura A.5, se vê que seu terminal de Source e o referencial de terra do

driver são os mesmos, o que simplifica seu acionamento, bastando, em princípio, um *buffer* que providencie a corrente necessária para acionar o Mosfet no tempo desejado. No entanto, conforme posto em [82], embora seja possível utilizar a mesma fonte de alimentação do controlador para acionar uma LSSw, é mais aconselhável fornecer uma fonte de alimentação separada e isolada para evitar interferências por acoplamento de ruídos do chaveamento no circuito de controle principal.

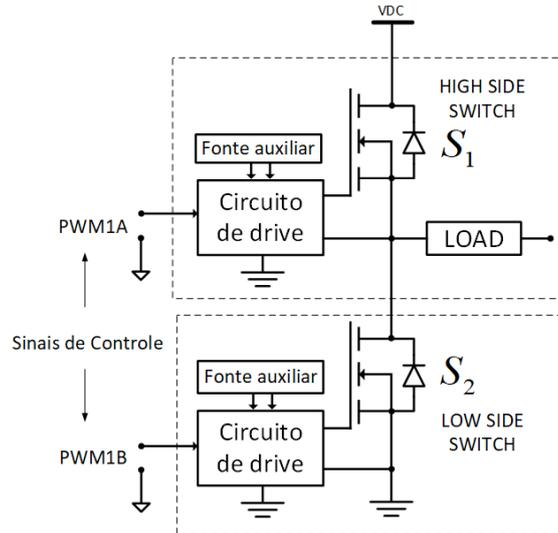


Figura A.5: Topologia da perna de um inversor de dois níveis com gate driver
Fonte: Adaptado de [78]

Acionar um Mosfet de Canal N operando como LSSw é mais simples e econômico do que acionar o mesmo Mosfet operando como HSSw. Observando o diagrama da Figura A.5, vê-se que o terminal Source do HSSw, referência para o acionamento do Mosfet, se encontra em uma configuração “flutuante” em relação ao referencial do circuito do drive, variando conforme o estado do Mosfet complementar. Esta condição torna seu acionamento mais difícil, existindo algumas soluções. Dentre as técnicas estabelecidas de gate drive implementadas para acionamento de Mosfets HSSw, quatro categorias podem ser destacadas, onde as duas primeiras são abordadas em [78]:

- Circuitos de *bootstrap*
- Técnica de *charge pump*
- Transformadores de pulso
- Optoacopladores

Antes do surgimento de circuitos integrados dedicados para acionamento de HSSw em circuitos de alta de tensão, o uso de transformadores de pulso era a única opção. Seu uso tem como vantagem eliminar a necessidade de fontes de alimentação isoladas para cada HSSw, além de proporcionar isolamento galvânica, no entanto, para que opere adequadamente, diversos parâmetros de projeto devem ser atendidos como material e formato do núcleo, indutância de dispersão, requisitos de

segurança, etc [80].

Gate drivers optoacoplados são baseados nos optoacopladores, componentes eletrônicos que interligam dois circuitos elétricos separados por meio de uma interface óptica sensível à luz. Possuem a vantagem de garantir um isolamento eficaz, serem capazes de lidar com frequências desde CC até vários MHz, além de poderem ser facilmente conectados às saídas PWM dos microcontroladores [85]. Como desvantagem, existe a necessidade de uma fonte de alimentação separada e isolada para alimentar a eletrônica da saída e o driver de cada optoacoplador. Conversores CC/CC isolados estão prontamente disponíveis no mercado e são de simples implementação. Apesar de aumentarem o custo do projeto, dão a opção da saída do gate driver alternar entre valores positivos e negativos, tipicamente $+15V$ e $-5V$ ou $-15V$, respectivamente, o que reduz a sensibilidade a ruídos e o risco de um acionamento induzido por dv/dt no terminal de Dreno, melhorando o desempenho de chaveamento do Mosfet [86].

Neste projeto, adotou-se para todas as chaves do inversor da fonte de tensão, o modelo HCPL-3120 de gate driver optoacoplado fabricado pela *Avago Technologies* [87]. Pesaram na escolha a disponibilidade e facilidade de construção do protótipo, que requer apenas componentes discretos. Um conversor CC/CC isolado modelo A1215S do fabricante *Mosrun* gera uma alimentação simétrica $\pm 15V$ a partir de $+12V$ e é conectado a cada optoacoplador, onde a fonte de $-15V$ é regulada em $-5V$ pelo diodo zener.

A Figura A.6 exibe o esquemático do gate driver optoacoplado da fonte de tensão, onde os terminais apontados como $0V_x$ indicam a conexão com o terminal Source do Mosfet, servindo também como ponto de referência para o conversor CC/CC. A saída do MCU, não exibida na Figura A.6, é "bufferizada" por um estágio de portas lógicas, de modo a providenciar a corrente necessária ao acionamento do led.

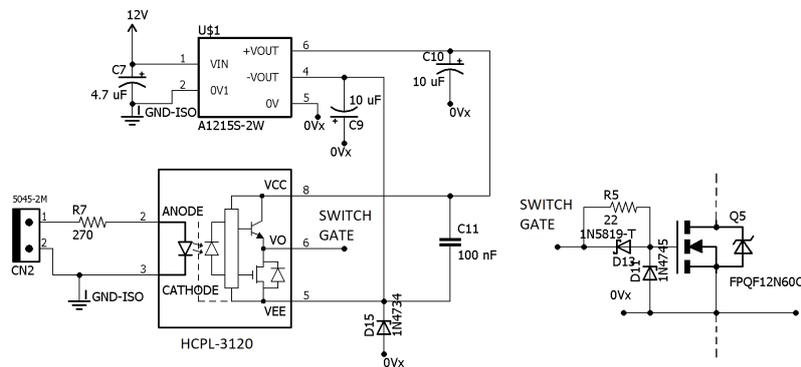


Figura A.6: Gate Driver Optoacoplado

Embora a Figura A.6 exiba apenas o driver de uma chave, a estrutura para as demais chaves é idêntica.

Com relação ao inversor da fonte de corrente, foi utilizado o circuito integrado

FAN7382 [88], um gate driver para operação com capacitor de bootstrap, capaz de acionar as duas chaves de uma perna do inversor. Possui como principal vantagem em relação ao driver optoacoplado o custo e menor consumo, embora deve-se levar em consideração sua limitação quanto ao ciclo de trabalho e o período limite de acionamento pela necessidade de recarregar a carga no capacitor bootstrap [89]. O circuito de acionamento exibe o esquemático de uma das pernas do inversor utilizando o gate driver com circuito de bootstrap.

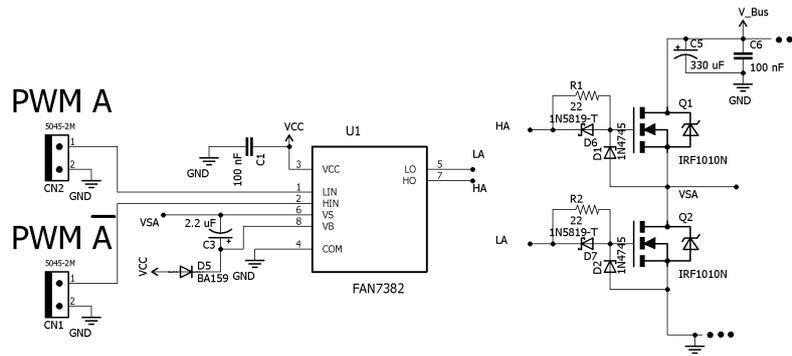


Figura A.7: Gate Driver com Circuito de Bootstrap

A.2 Sensoriamento e condicionamento de tensão e corrente

Há variadas formas de condicionar as grandezas à serem mensuradas e torná-las adequadas para digitalização de conversores analógico-digitais, sendo apresentadas à seguir as mais destacadas em função da aplicabilidade.

A.2.1 Condicionamento de Tensão

Nos dias atuais, é possível dizer que praticamente todos os sistemas de controle implementados são baseados em controladores discretos. Nestes sistemas, a saída da planta controlada é um sinal contínuo que deve ser convertida em formato digital pelo conversor analógico-digital (ADC). Contudo, a maioria dos ADC's somente podem medir tensões dentro de uma faixa pequena, entre 3,3 e 5V, havendo ainda a necessidade de condicionar os sinais quanto à polaridade, visto que conversores só podem digitalizar tensões positivas.

Neste trabalho, apenas os divisores resistivos serão tratados como técnica de atenuação para condicionamento de tensão, no entanto, há ainda os transformadores de potencial e divisores capacitivos, não sendo abordados por encontrar maior uso em aplicações de instrumentação e proteção em média e alta tensão.

Divisor Resistivo

Divisores resistivos são a solução habitual para atenuar e adequar os níveis de tensão da planta àqueles aceitáveis pelo ADC, conforme ilustrado na Figura A.8.

Apesar de simples, dois pontos devem ser observados. Primeiro, divisores resistivos podem apresentar impedâncias baixas, interferindo no circuito a ser medido. Em segundo lugar, sua impedância de saída pode vir a ser alta demais para entrada do ADC, levando a imprecisões na conversão.

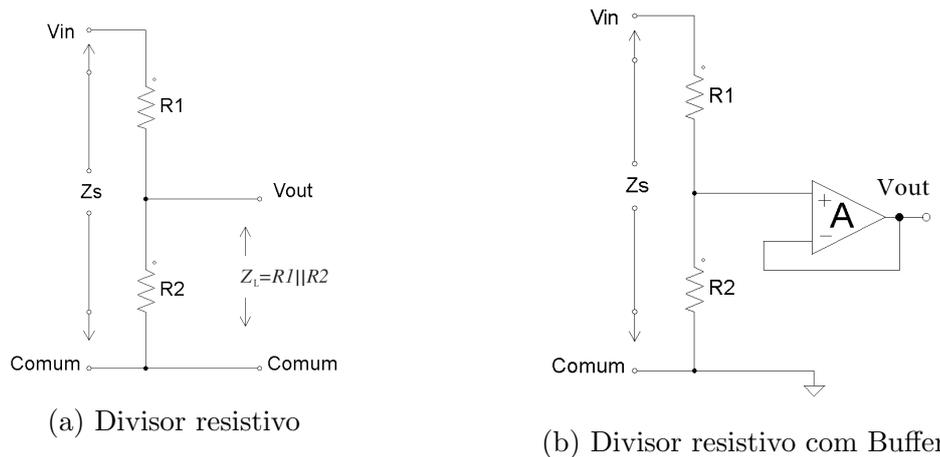


Figura A.8: Estratégias de condicionamento de tensão com divisores resistivos

Ambos os efeitos, de carregamento pelo divisor de tensão e sua alta impedância de saída, podem ser contornados utilizando circuito de *buffer* na saída do divisor conforme Figura A.8b. Como possui impedância de entrada alta, na faixa de $M\Omega$, não interfere no circuito a ser medido, além de apresentar impedância de saída extremamente baixa, necessário para a entrada do ADC [90]. Frequentemente utiliza-se neste estágio amplificadores de instrumentação, amplificador diferencial composto geralmente por três amplificadores operacionais e voltados a sistemas de medição em função de características como baixos valores de *Offset* e ruído, ganho alto e impedâncias de entrada muito alta, dentre outras [91].

Vale notar que um sistema de aquisição pode não dispor de um ponto comum entre todos os circuitos de tensão a serem amostrados. Nestes casos, recomenda-se utilizar amplificadores isoladores, dispositivos que contêm circuitos lineares de entrada e saída isolados galvanicamente. Além de serem capazes de medir sinais com baixo nível entre tensões de modo comum altas, fornecem uma conexão segura entre circuitos, isolando as referências ou terra entre entrada e saída (*ground loops*) e providenciando segurança a possíveis operadores [90].

A Figura A.9 ilustra o diagrama em blocos do amplificador isolador, indicando as possíveis técnicas de barreira de isolamento. Amplificadores isoladores usualmente modulam o sinal de entrada e transmitem a informação resultante através da barreira de isolamento para um demodulador, onde ele é convertido e restaurado [92]. Podem

empregar como barreira transformadores [93], capacitores [94] ou optoacopladores [95]. Vale ressaltar que tais amplificadores são dispositivos que necessitam de duas fontes de alimentação isoladas para cada um dos circuitos, de entrada e saída, o que acarreta em custo para qualquer projeto.

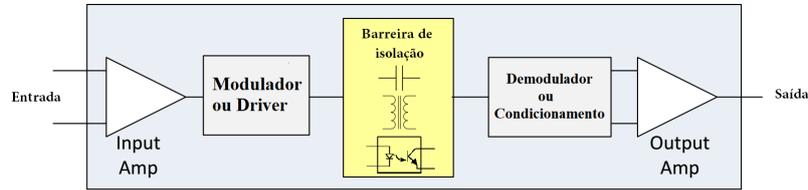


Figura A.9: Diagrama do Amplificador Isolador

Passado o estágio de atenuação, deve-se filtrar o sinal para reduzir ruído e impedir que frequências superiores à frequência de Nyquist estejam presentes na entrada do ADC. Filtros passivos contendo apenas componentes discretos podem ser utilizados, no entanto é preciso avaliar se as características do filtro são alteradas quando conectado à etapa seguinte, circunstância esta que pode ser contornada utilizando filtros ativos.

Como último estágio, há adição do *Offset* ou *level-shifting*, deslocando o sinal para que excursiona apenas com valores positivos, que pode ser realizado através de simples circuitos somadores resistivos e, por fim, um *buffer* garantindo uma saída de baixa impedância para o ADC.

A Figura A.10 apresenta uma ilustração com o diagrama geral do circuito de condicionamento de tensão, com as etapas descritas anteriormente, iniciando pela atenuação por meio do divisor resistivo, seguido pelo amplificador isolador e demais etapas do condicionamento: ganho dado pelo amplificador de instrumentação, filtro passa-baixa, *Offset* e *buffer*.

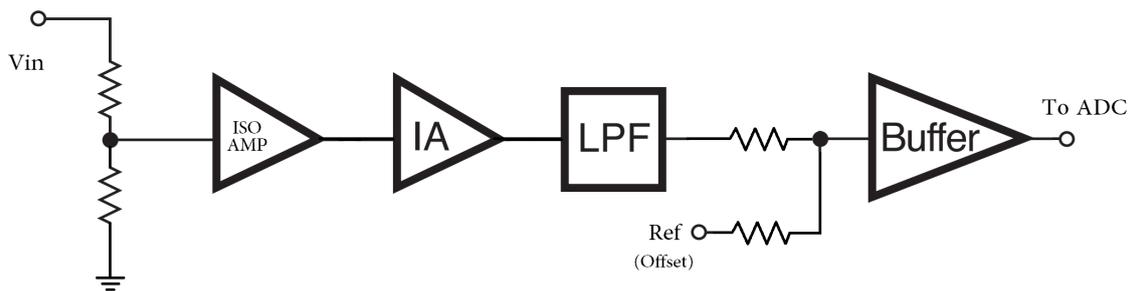


Figura A.10: Diagrama geral do Circuito de Condicionamento de Tensão

Com base no diagrama da Figura A.10, o circuito de condicionamento de tensão construído é apresentado na Figura A.11, que segmenta por linhas tracejadas cada parte do circuito por sua finalidade.

Na parte de amplificação e adição de *offset*, o primeiro estágio acontece com a atenuação da tensão de entrada através do divisor resistivo, seguido por um arranjo de diodos atuando como clamp para proteger a entrada do amplificador isolador

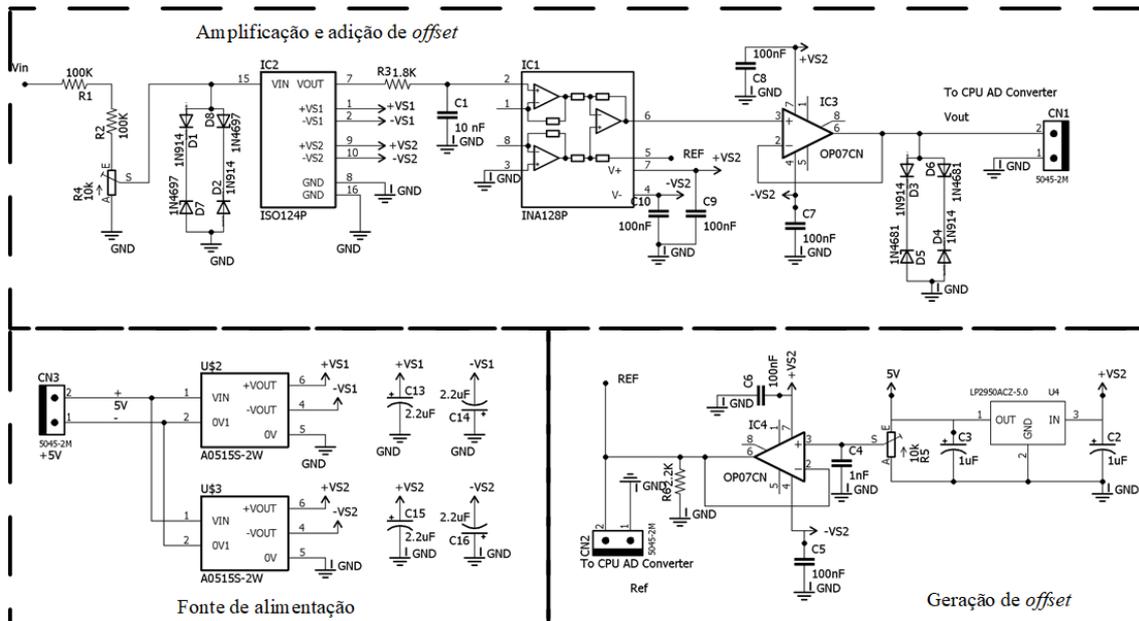


Figura A.11: Esquema elétrico do circuito de condicionamento de tensão

ISO124. A saída do amplificador, filtrada pelo circuito RC, é entregue ao amplificador de instrumentação INA128, que adiciona uma tensão de *offset* de valor igual à metade da excursão máxima do ADC. Por fim, o amplificador operacional OP07C na configuração de ganho unitário operando como *buffer*. Os demais blocos tem sua função claramente definida pelo título, sendo um a fonte de alimentação simétrica e o outro o circuito de geração de *offset* a partir de um regulador de tensão de precisão.

A.2.2 Condicionamento de Corrente

A seleção do método mais adequado para medição de corrente leva em consideração, principalmente, desempenho e custo. Existem diversas tecnologias disponíveis e a escolha da mais apropriada deve ser resultado da análise de pontos como precisão, faixa de medição, estabilidade de ganho numa faixa de temperatura, largura de banda, etc [96].

Dentre as tecnologias de sensoriamento de corrente, pode-se destacar os *shunts*, o Transformador de Corrente e o sensor de efeito Hall, que serão brevemente descritos neste trabalho.

Resistor de *Shunt*

O *shunt* é um resistor para medição de corrente, cuja diferença de potencial será proporcional à corrente circulando. O que o diferencia de resistências comuns são sua precisão e características de estabilidade com relação ao tempo e temperatura, possuindo baixos valores de tolerância. Em aplicações envolvendo medição

de energia elétrica, geralmente é fabricado utilizando ligas, sendo a mais comum a manganina, do inglês *manganin*, cuja composição possui proporções de 84% cobre, 12% manganês e 4 % níquel [97] e é apresentada na Figura A.12. Outras tecnologias comumente utilizadas são os resistores de metal-filme e bobinados.

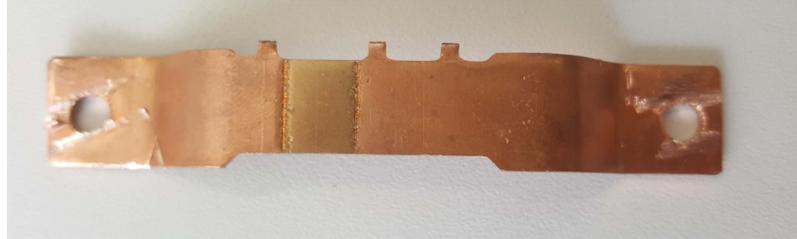


Figura A.12: Shunt utilizado em medidor de energia elétrica fabricado com Liga Manganina

Ao utilizar *shunts* deve-se levar em consideração a tensão no ponto de medição em relação à referência do circuito amplificador. Apesar da diferença de tensão sobre o componente ser baixa, a tensão de modo comum pode atingir centenas de volts em aplicações como medição de corrente em saída de inversores, o que demanda amplificadores com uma alta faixa de tensão de modo comum, como em [98]. O posicionamento do *shunt* entre a referência do circuito e as chaves *Low-side* da ponte H contorna este ponto de alta tensão de modo comum, no entanto traz como desvantagem a impossibilidade de não detectar sobrecorrente por falha na saída da ponte H.

Vantagens na escolha do *Shunt* residem no fato de ser de baixo custo e fácil implementação, permitindo medir CC e CA. No entanto, podem dissipar bastante potência e afetam o circuito medido, inserindo uma queda de tensão.

Transformador de Corrente

O transformador de corrente é um modelo de transformador utilizado em instrumentação no sensoreamento de correntes alternadas. Geralmente consiste em núcleo de material ferromagnético como aço-silício ou ligas Permalloy [99], enrolado com muitas voltas de fio de cobre como ilustrado na Figura A.13.

Seu princípio de funcionamento é o mesmo do transformador de potência, onde uma corrente alternada no enrolamento primário produz um campo magnético alternado no núcleo, induzindo uma corrente alternada proporcional no enrolamento secundário. Algumas características os diferenciam dos transformadores de dois enrolamentos como o número reduzido de espiras no primário, frequentemente com apenas uma, tornando sua impedância de primário desprezível quando comparada ao circuito sob medição, independente da carga do seu secundário (*burden*), que deve possuir um número de espiras suficiente para produzir a corrente adequada ao circuito de medição [100]. Medem apenas corrente CA, porém com precisão e até

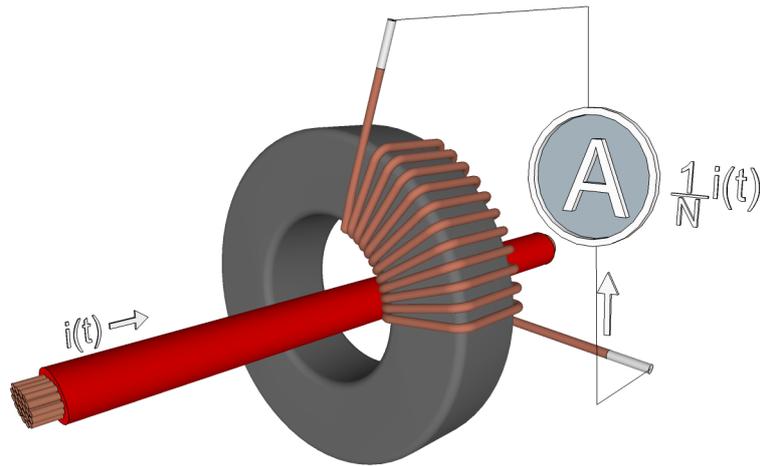


Figura A.13: Transformador de corrente básico

altas frequências (>100 KHz), além de oferecer isolamento galvânico [96]. São fáceis de se conectar, além de não necessitar de alimentação externa para funcionar.

Sensor de Efeito Hall

Em 1879, Dr. Edwin Hall descobriu que uma folha fina de ouro com corrente circulando, ao ser submetida à um campo magnético, gera uma diferença de potencial elétrica perpendicular à direção de ambos, à corrente (I) e ao campo (B). Este fenômeno, que se desenvolve sob a influência de três parâmetros - corrente, tensão e campo magnético - foi nomeado Efeito Hall [101]. A Figura A.14 ilustra o princípio do elemento Hall, onde um campo magnético, perpendicular ao condutor, interfere na distribuição da corrente constante circulando sobre ele, resultando numa diferença de potencial nos lados opostos do condutor com amplitude dependente da propriedade do material do sensor (coeficiente Hall) e proporcional à intensidade do campo magnético [90]. Esta tensão é chamada tensão de Hall V_H .

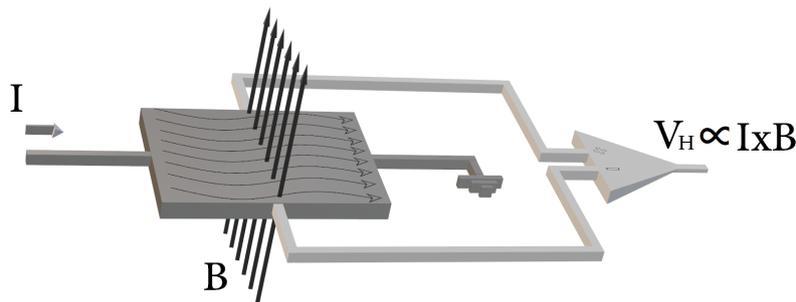


Figura A.14: Princípio do Efeito Hall

Na década de 1950, o efeito Hall encontrou suas primeiras aplicações, substituindo o condutor metálico por material semicondutor [102]. A medição de corrente surge a partir da combinação do Efeito Hall e do fenômeno da indução eletromagnética, onde a corrente a ser medida atravessa um condutor e gera um campo

magnético que cruza o elemento Hall. Existem duas famílias distintas de sensores Hall: com e sem circuito magnético. A abordagem com circuito magnético objetiva dar maior sensibilidade ao sensor, além de aumentar a precisão utilizando um núcleo toroidal ferromagnético que envolve o condutor e atua como concentrador de fluxo no elemento Hall posicionado no *gap* do núcleo [101]. Um esboço de sensor linear com concentrador de fluxo é apresentado na Figura A.15.

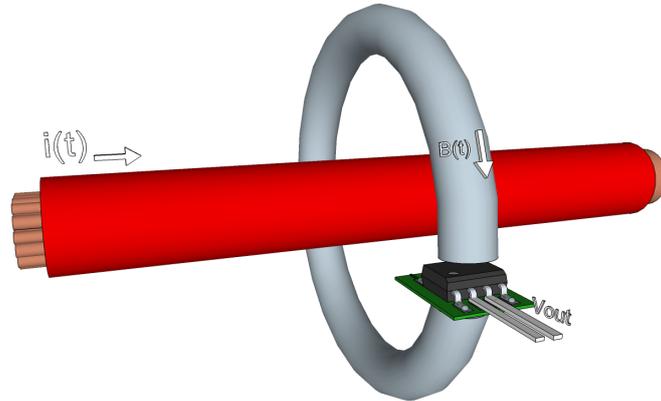


Figura A.15: Esboço de sensor de corrente baseado no efeito Hall utilizando concentrador de fluxo

Sensores de corrente com base no Efeito Hall possuem vantagens como: imunidade a condições adversas como poeira, umidade e vibração, possuir isolamento galvânica e largura de banda de dezenas de KHz, além de não necessitar de alimentação simétrica e possibilidade medir CA e CC.

Exemplo comercial de sensor de corrente baseado no Efeito Hall pode ser encontrado em [103]. Outra solução para uso com valores de corrente na ordem de dezenas de amperes e que dispensam o uso do concentrador de fluxo pode ser encontrada em [104].

Com princípio de funcionamento semelhante, há ainda os sensores de corrente de malha fechada com base no efeito Hall. Estes utilizam a saída amplificada do sensor Hall para forçar uma corrente através de uma bobina enrolada sobre o núcleo concentrador de fluxo. O fluxo magnético criado pela bobina é exatamente o oposto do campo magnético no núcleo gerado pelo condutor a ser medido, zerando o fluxo magnético no núcleo [101]. Como resultado, efeitos da não-linearidade do núcleo magnético são suprimidos e ganhos no desempenho do sensor são obtidos, como uma maior largura de banda e melhor linearidade. Exemplo comercial deste sensor pode ser encontrado em [105].

Escolhida a tecnologia mais adequada para o sensoriamento da corrente, prossegue-se com a construção dos estágios já mencionados para o condicionamento de tensão, que são o isolamento quando aplicável, ganho, filtro e adição de *Offset*. Neste trabalho foram utilizados Transformadores de Corrente em função de sua exatidão e disponibilidade, além da isolamento intrínseca. O circuito de condicionamento

de corrente, igualmente construído tomando como base o diagrama da Figura A.10, é apresentado na Figura A.16.

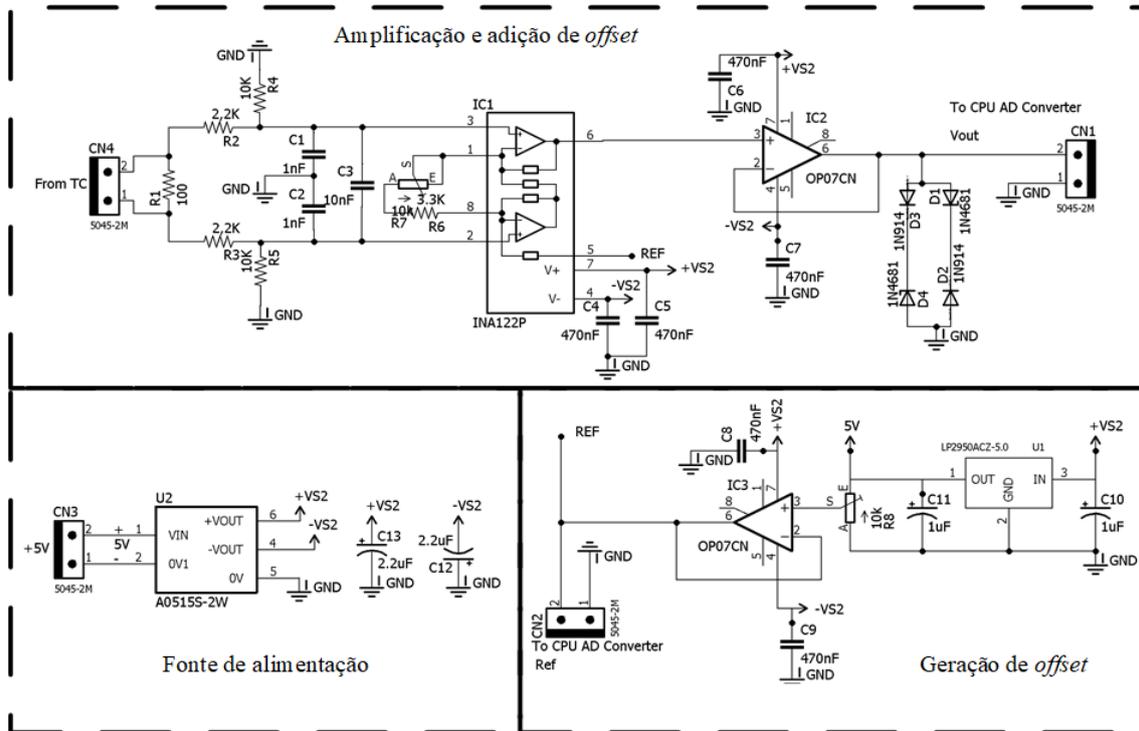


Figura A.16: Esquema elétrico do circuito de condicionamento de corrente

A amostra da corrente passa por um filtro passa-baixas diferencial formado por R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , C_1 , C_2 e C_3 . Os demais estágios e blocos são idênticos ao apresentado na Figura A.11.

Apêndice B

Desenvolvimento das funções de transferência de malha fechada

Neste apêndice é mostrada a derivação das funções de transferência em malha fechada dos sistemas controlados, considerando as premissas adotadas ao longo do trabalho.

A Figura B.1 mostra o diagrama completo do controle em tempo contínuo da fonte de tensão, no qual é empregado um controlador proporcional e multi-ressonante na malha externa de tensão e um controlador proporcional na malha interna de corrente. O desenvolvimento da função de transferência foi realizado pela manipulação dos diagramas de bloco apresentados, construídos com base no modelo da fonte de tensão exibido na Figura 2.10.

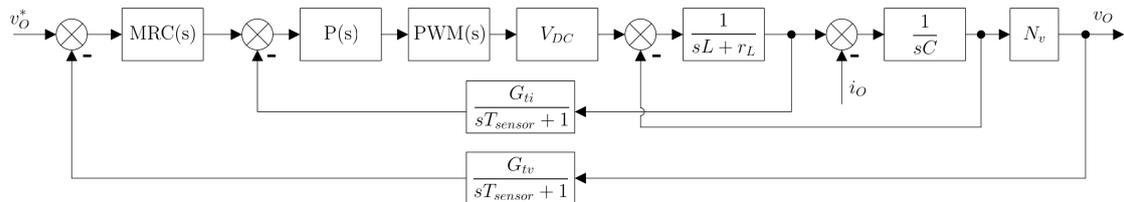


Figura B.1: Diagrama completo do controle da Fonte de Tensão modelada na Figura 2.10

Na Figura B.1:

- $MRC(s)$: Função de Transferência do controlador proporcional e multi-ressonante da malha externa de tensão, definida na equação (3.8);
- $PI(s)$: Controlador da malha interna de corrente;
- $PWM(s)$: Modelo matemático do modulador PWM, definida na equação (2.2);
- V_{DC} : Ganho do barramento CC;
- L : Indutor do filtro;
- r_L : Resistência série equivalente do indutor de filtro;
- C : Capacitor de filtro;

- N_v : Ganho de tensão do transformador;
- G_{ti} : Ganho do sensor de corrente;
- G_{tv} : Ganho do sensor de tensão;
- T_{sensor} : Constante de tempo dos sensores;

Para encontrar a função de transferência que relaciona $\frac{v_O}{v_O^*}$ no diagrama da Figura B.1, a entrada i_O é considerada igual a zero. As etapas desenvolvidas para obtenção da função de transferência são exibidas na Figura B.2.

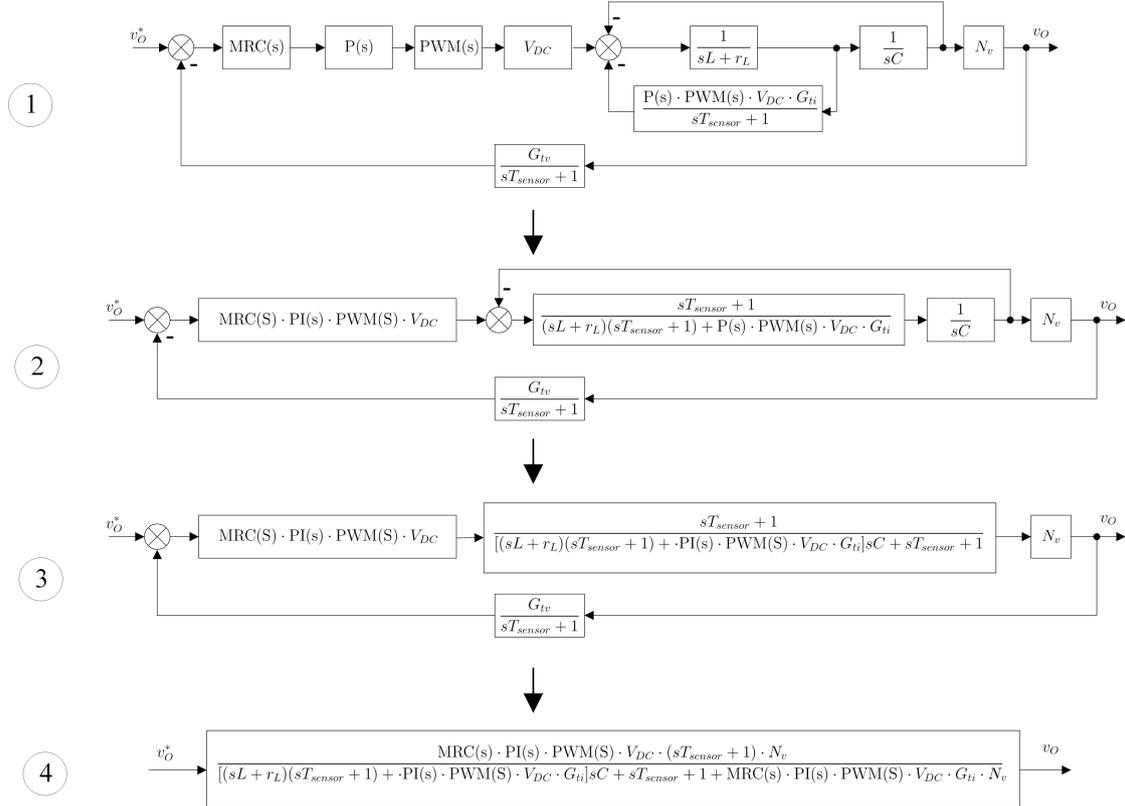


Figura B.2: Desenvolvimento da função de transferência $\frac{v_O}{v_O^*}$ da fonte de tensão modelada na Figura 2.10

Para encontrar a função de transferência que relaciona $\frac{v_O}{i_O}$ na fonte de tensão, segue-se o mesmo procedimento considerando $v_O^* = 0$ na Figura B.1.

Desenvolvimento similar foi realizado para derivação da função de transferência referente ao diagrama de controle em tempo contínuo da fonte de corrente, fonte esta cujo modelo é exibido na Figura 2.12. O resultado se encontra na Figura B.3.

Na Figura B.3:

- $MRC(s)$: Função de Transferência do controlador proporcional e multi-ressonante da malha externa de tensão, definida na equação (3.8);
- $PWM(s)$: Modelo matemático do modulador PWM, definida na equação (2.2);
- V_{DC} : Ganho do barramento CC;
- L_T : Indutância de dispersão do transformador;

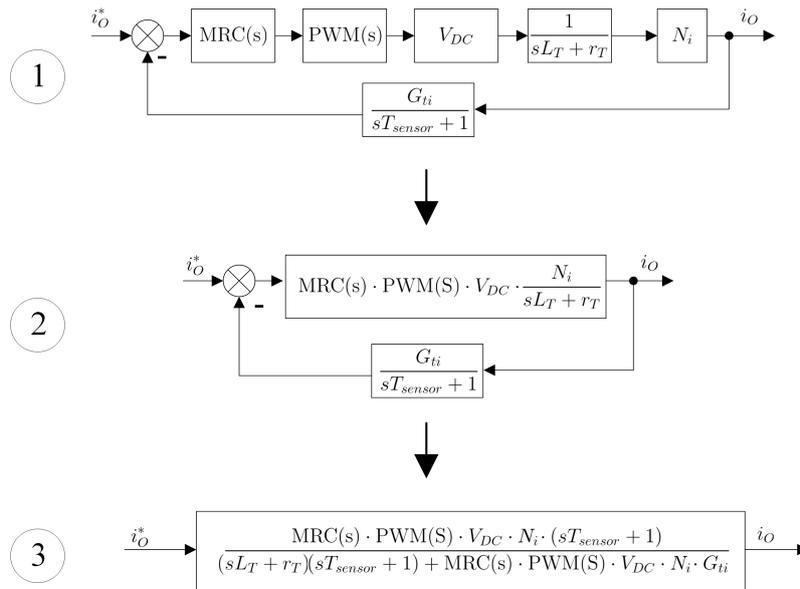


Figura B.3: Diagrama completo e desenvolvimento da função de transferência $\frac{i_O}{i_O^*}$ da fonte de corrente modelada na Figura 2.12

- r_T : Resistência equivalente do enrolamento do transformador;
- N_i : Ganho de corrente do transformador;
- G_{ti} : Ganho do sensor de corrente;
- T_{sensor} : Constante de tempo do sensor;