

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Luiz Paulo Pietta Júnior

**ANÁLISE E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CC COM
ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A UM SISTEMA DE
GERAÇÃO DE MICRO-ONDAS**

Santa Maria, RS
2016

Luiz Paulo Pietta Júnior

**ANÁLISE E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CC COM ELEVADO GANHO
DE TENSÃO APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE MICRO-ONDAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

ORIENTADOR: Prof. Leandro Michels

COORIENTADOR: Prof. Juliano Smaniotto Barin

Santa Maria, RS
2016

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Pietta Júnior, Luiz Paulo

Análise e controle de um conversor CA-CC com elevado ganho de tensão aplicado a um sistema de geração de micro-ondas / Luiz Paulo Pietta Júnior.- 2016.

138 p.; 30 cm

Orientador: Leandro Michels

Coorientador: Juliano Smaniotto Barin

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2016

1. Micro-ondas 2. Magnetron 3. Controle digital 4. Conversor meia-ponte I. Michels, Leandro II. Smaniotto Barin, Juliano III. Título.

©2016

Todos os direitos autorais reservados a Luiz Paulo Pietta Júnior. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

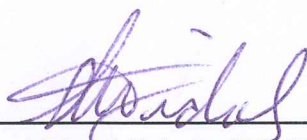
End. Eletr.: luizpietta@gmail.com

Luiz Paulo Pietta Júnior

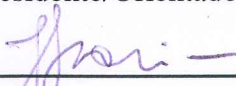
ANÁLISE E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CC COM ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE MICRO-ONDAS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

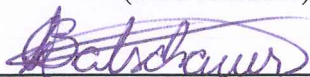
Aprovado em 28 de julho de 2016:



Leandro Michels, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Juliano Smaniotto Barin, Dr. (UFSM)
(Coorientador)



Alessandro Luiz Batschauer, Dr. (UDESC)
(Participou por videoconferência)



Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM)

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Luiz e Ivani, pelo apoio incondicional durante toda minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente, aos meus pais Luiz Paulo Pietta e Ivani Pietta e ao meu irmão Willian Pietta, pelo amor, o carinho e o apoio recebidos durante toda minha vida e pela força no período de realização deste trabalho. Minha família é o pilar de toda a moral e ética que construí em minha vida profissional e pessoal.

À minha namorada Nathaly Dorneles Rosa, que me acompanha desde o início da minha graduação e me ajuda na superação de cada desafio que me é apresentado, por todo amor, incentivo, apoio e inspiração, fundamentais na realização deste trabalho.

Ao meu orientador Leandro Michels, que contribuiu significativamente na criação do meu perfil profissional, pela amizade, confiança e ensinamentos passados durante a realização do mestrado e graduação.

Ao professor Juliano Smaniotto Barin, que trabalhou como coorientador deste trabalho e contribuiu significativamente na escolha do tema desta dissertação, pelo auxílio e conhecimentos passados na realização deste trabalho.

Aos colegas, professores e pesquisadores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), em especial aos colegas, Marcos Eduardo Treter, Rafael dos Santos e Rafael Zanatta Scapini, pela amizade e pelo auxílio na realização desta pesquisa.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que forneceu infraestrutura para realização deste trabalho e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior (CAPES) pelo apoio financeiro realizado.

À Deus.

Não reduza o tamanho dos seus sonhos para que caibam na sua realidade. Expanda a sua realidade para que ela comporte o tamanho dos seus sonhos.

(Dirk Wolter)

RESUMO

ANÁLISE E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CC COM ELEVADO GANHO DE TENSÃO APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE MICRO-ONDAS

AUTOR: Luiz Paulo Pietta Júnior

ORIENTADOR: Leandro Michels

COORIENTADOR: Juliano Smaniotto Barin

A presente dissertação de mestrado realiza a análise e o projeto de um conversor CA-CC de elevado ganho de tensão para ser utilizado na alimentação de um magnetron em um sistema de geração de micro-ondas. A topologia do conversor é escolhida de forma a possibilitar o controle da potência de entrada, operação com elevado fator de potência e com possibilidade de grande variação na tensão eficaz da entrada, de forma que o conversor opere na faixa de tensão universal eficaz de 100 a 240 V. A topologia é composta por um retificador meia-ponte na entrada, responsável pelo controle de corrente e equilíbrio das tensões no barramento CC, e por um conversor CC-CC meia ponte isolado na saída com elevado ganho de tensão, que opera com razão cíclica fixa. O projeto dos elementos passivos e ativos do conversor CA-CC são apresentados e o controle discreto para implementação de um protótipo que opera com potência de entrada de até 800 W é realizado. Os controladores são implementados em um microcontrolador de baixo custo de 32 bits e operação aritmética de ponto fixo. Resultados experimentais para validação dos controladores projetados são obtidos, para vários valores de referência de potência, avaliando o conversor para praticamente toda sua faixa de operação.

Palavras-chave: Micro-ondas. Magnetron. Controle digital. Conversor meia-ponte.

ABSTRACT

ANALYSIS AND CONTROL OF AN AC-DC CONVERTER WITH HIGH GAIN VOLTAGE APPLIED TO A MICROWAVE GENERATING SYSTEM

AUTHOR: Luiz Paulo Pietta Júnior

ADVISOR: Leandro Michels

CO-ADVISOR: Juliano Smaniotto Barin

This master thesis performs the analysis and design of an AC-DC converter with high voltage gain to be used to supply a magnetron in a microwave generation system. The converter topology is chosen so as to enable input power control, operation with high power factor and with possibility of wide variation in the effective voltage input, so that the converter operates in the universal 100-240 V effective voltage range. The topology consists of a controlled type half-bridge rectifier at the entrance, responsible for the current control and differential voltage balance on the DC link capacitors and an isolated DC-DC half-bridge converter with high voltage gain, which operates with a fixed duty cycle. The design of passive and active elements of AC-DC converter are presented and the discrete control to implement a prototype that operates with input power up to 800 W is performed. The controllers are implemented in a low-cost 32-bit and fixed point arithmetic microcontroller. Experimental results to validate the designed controllers are obtained for various power reference values, evaluating the converter for practically all operational range.

Keywords: Microwave. Magnetron. Digital control. Half-bridge converter

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Espectro de frequência das ondas eletromagnéticas.	21
Figura 1.2 – Agitação da molécula de água exposta a um campo elétrico em uma onda eletromagnética.	23
Figura 1.3 – Estrutura básica de um sistema de aquecimento por micro-ondas.	23
Figura 1.4 – Magnetron comercial de forno doméstico.	24
Figura 1.5 – Guia de ondas de um forno micro-ondas. (a) Vista ilustrando lado de acoplamento com o magnetron. (b) Vista ilustrando lado de acoplamento com a cavidade.	25
Figura 1.6 – Cavidades ressonantes. (a) Cavidade monomodo. (b) Cavidade multi-modo.	27
Figura 2.1 – Partes de um magnetron.	33
Figura 2.2 – Circuito elétrico simplificado equivalente de um magnetron.	34
Figura 2.3 – Circuito convencional utilizando transformador ferro-ressonante.	38
Figura 2.4 – Circuito utilizando Triac e transformador ferro-ressonante.	39
Figura 2.5 – Circuito conversor CC-CC ressonante, com tensão de entrada fixa.	40
Figura 2.6 – Acionamento por conversor CC-CC quasi-ressonante com grampeamento ativo 41	41
Figura 2.7 – Circuito conversor CC-CC meia-ponte ressonante com filtro LLC.	42
Figura 3.1 – Fonte de geração de micro-ondas proposta	46
Figura 3.2 – Topologia do conversor CA-CC proposto.	47
Figura 3.3 – Grampeamento indireto da tensão total do barramento CC em regime permanente	47
Figura 3.4 – Sistema de controle simplificado do conversor CA-CC.	48
Figura 3.5 – Circuito do retificador meia-ponte controlado.	51
Figura 3.6 – Etapa 1 do retificador meia-ponte controlado.	52
Figura 3.7 – Etapa 2 do retificador meia-ponte controlado.	53
Figura 3.8 – Arranjo de capacitores para C_1 e C_2	58
Figura 3.9 – Conversor CC-CC isolado com dobrador de tensão na saída.	60
Figura 3.10 – Capacitores especiais para utilização em fornos micro-ondas. (a) Capacitor de poliéster de múltiplas camadas. (b) Capacitor CA de alta tensão.	62
Figura 3.11 – Etapa 1 do conversor CC-CC isolado.	64
Figura 3.12 – Etapa 2 do conversor CC-CC isolado.	65
Figura 3.13 – Etapa 3 do conversor CC-CC isolado.	66
Figura 3.14 – Etapa 4 do conversor CC-CC isolado.	67
Figura 3.15 – Etapa 5 do conversor CC-CC isolado.	68
Figura 3.16 – Etapa 6 do conversor CC-CC isolado.	69
Figura 3.17 – Áreas do núcleo utilizadas no projeto.	70
Figura 4.1 – Malhas de controle do conversor CA-CC.	79
Figura 4.2 – Circuito equivalente das etapas de operação do retificador meia ponte controlado. (a) Etapa 1: $t_o < t \leq dTs$. (b) Etapa 2: $dTs < t \leq Ts$	81
Figura 4.3 – Malha de controle de Corrente.	88
Figura 4.4 – Malha de controle da tensão diferencial.	93
Figura 5.1 – Circuito simulado no software de simulação.	102
Figura A.1 – Representação de um número binário em ponto fixo	129
Figura B.1 – Sistema utilizado na obtenção dos resultados experimentais.	131
Figura B.2 – Circuito de adequação dos sinais oriundos dos sensores de efeito Hall.	132

Figura B.3 – Circuito de de adequação do sinal de medida da tensão $v_{C_1}(t)$	132
Figura B.4 – Circuito de de adequação do sinal de medida da tensão $v_{C_2}(t)$	133
Figura B.5 – Drivers e fonte de alimentação para acionamento dos IGBTs.	133
Figura B.6 – Circuito de elevação de tensão e corrente dos sinais PWM oriundos do microcontrolador.	134
Figura B.7 – Plataforma de desenvolvimento KL25Z.	135

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 2.1 – Tensão V_{AK} x Corrente I_A típica de um magnetron.	35
Gráfico 2.2 – Características comportamentais instantâneas das correntes no ânodo do magnetron. (a) Geração pulsada em baixa frequência. (b) Geração pulsada em alta e baixa frequência. (c) Geração pulsada em alta frequência. (d) Geração contínua.	37
Gráfico 3.1 – Curva Tensão x Corrente do magnetron 2M261-M22	49
Gráfico 3.2 – (a) Relação entre a potência de saída e a Tensão de saída. (b) Relação entre a potência de saída e a tensão em cada capacitor do barramento CC.	50
Gráfico 3.3 – Sinais de comutação e tensão v_{an} no retificador meia-ponte controlado.	52
Gráfico 3.4 – Tensão e corrente no indutor L	54
Gráfico 3.5 – Variação máxima da tensão v_{C_1} ou v_{C_2} em regime permanente em função da tensão eficaz de entrada.	57
Gráfico 3.6 – Tensão e corrente nos semicondutores S_1 e S_2	59
Gráfico 3.7 – Sinais de comutação e tensão v_{bn} do conversor CC-CC isolado.	61
Gráfico 3.8 – Sinais de corrente e tensão do conversor CC-CC isolado e as etapas de operação.	63
Gráfico 3.9 – Tensão e corrente nas chaves do conversor CC-CC isolado.	74
Gráfico 3.10 – Tensão e corrente nas nos diodos de saída do conversor CC-CC isolado. ...	75
Gráfico 3.11 – Influência da capacitância parasita equivalente dos diodos de saída e transformador, posicionada no secundário do transformador, na corrente $i_p(t)$. .	76
Gráfico 4.1 – Diagramas de bode comparativo entre as dinâmicas da planta de corrente descritas nos modelos para os planos s e z	90
Gráfico 4.2 – Diagrama de bode de laço aberto do controlador projetado - $C_{i_L}(z)G_{i_L}(z)$	91
Gráfico 4.3 – Análise de estabilidade no controle da corrente em função da variações da tensão do barramento CC. (a) Margem de fase x Tensão no barramento CC. (b) Margem de ganho x Tensão no barramento CC. (c) Frequência de cruzamento x Tensão no barramento CC.	92
Gráfico 4.4 – Diagramas de bode comparativo das respostas das plantas de tensão diferenciais nos plano s e plano z	94
Gráfico 4.5 – Diagrama de bode do laço aberto $T_{v_d}(z)C_{v_d}(z)F_{v_d}(z)$	96
Gráfico 4.6 – Análise de estabilidade da malha de controle da tensão diferencial para toda faixa de potência do conversor. (a) Curva da margem de fase x potência. (b) Margem de ganho x potência. (c) Frequência de cruzamento x potência. ...	97
Gráfico 5.1 – Resultado de simulação para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	103
Gráfico 5.2 – Resultado experimental para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	104
Gráfico 5.3 – Resultado de simulação para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	105
Gráfico 5.4 – Resultado experimental para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	106
Gráfico 5.5 – Resultado de simulação para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	107
Gráfico 5.6 – Resultado experimental para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	108

Gráfico 5.7 – Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	109
Gráfico 5.8 – Resultado de simulação para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	110
Gráfico 5.9 – Resultado experimental para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	111
Gráfico 5.10 – Resultado de simulação para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	112
Gráfico 5.11 – Resultado experimental para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	113
Gráfico 5.12 – Resultado de simulação para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	114
Gráfico 5.13 – Resultado experimental para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	115
Gráfico 5.14 – Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.	116
Gráfico 5.15 – Simulação do comportamento do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V. (a) $v_{bn}(t)$, (b) $i_p(t)$ e (c) $v_o(t)$	117
Gráfico 5.16 – Resultado experimental do comportamento do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V. (a) $v_{bn}(t)$, (b) $i_p(t)$ e (c) $v_o(t)$	118
Gráfico 5.17 – Resultado experimental do comportamento da corrente de saída do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110$ V.	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Tipos de magnetrons encontrados no mercado.	36
Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do indutor de entrada do retificador meia-ponte.....	55
Tabela 3.2 – Parâmetros de projeto dos capacitores de saída do retificador meia-ponte. ...	57
Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do transformador de alta frequência.	70
Tabela 3.4 – Principais dispositivos utilizados na implementação do protótipo.	77
Tabela 5.1 – Parâmetros do protótipo experimental implementado.	101
Tabela 5.2 – Resultados experimentais em regime permanente para o conversor.	120

SUMÁRIO

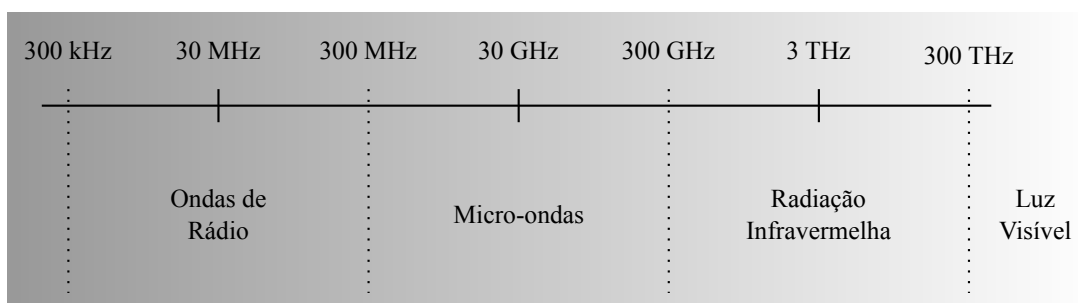
1	INTRODUÇÃO	21
1.1	FORNO MICRO-ONDAS	22
1.2	PARTES DE UM SISTEMA DE AQUECIMENTO POR MICRO-ONDAS	23
1.2.1	Magnetron e Fonte de alimentação	24
1.2.2	Guia de onda e Cavidade ressonante	24
1.3	APLICAÇÕES DE AQUECIMENTO POR MICRO-ONDAS	26
1.3.1	Aplicação de micro-ondas na área alimentícia	27
1.3.2	Aplicação de micro-ondas na área química	28
1.4	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	29
1.5	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	30
2	CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE MAGNETRONS	33
2.1	CONCEITOS BÁSICOS DO MAGNETRON	33
2.2	MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO MAGNETRON	34
2.3	CARACTERÍSTICA COMPORTAMENTAL DA CORRENTE NO ÂNODO	36
2.4	CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DO MAGNETRON	38
2.4.1	Acionamento liga-desliga	38
2.4.2	Acionamento com controle de fase	39
2.4.3	Acionamento por conversor CC-CC ressonante	40
2.4.4	Acionamento por conversor CC-CC com grampeamento ativo de tensão	41
2.4.5	Acionamento por Conversor CC-CC meia-ponte ressonante com filtro LLC	42
2.5	SUMÁRIO	43
3	CONVERSOR CA-CC PROPOSTO: ANÁLISE E PROJETO	45
3.1	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	45
3.2	MODELO ELÉTRICO DO MAGNETRON 2M261-M22	49
3.3	RETIFICADOR MEIA-PONTE COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	50
3.3.1	Topologia e modulação	50
3.3.2	Etapas de operação	51
3.3.2.1	<i>Etapa 1</i>	52
3.3.2.2	<i>Etapa 2</i>	53
3.3.3	Análise do comportamento da corrente no indutor	53
3.3.4	Análise do comportamento da razão cíclica	53
3.3.5	Projeto do indutor L	55
3.3.6	Projeto dos capacitores C_1 e C_2	56
3.3.7	Projeto dos semicondutores S_1 e S_2	58
3.4	CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE COM DOBRADOR DE TENSÃO NA SAÍDA	60
3.4.1	Topologia e modulação	60
3.4.2	Etapas de operação	62
3.4.2.1	<i>Etapa 1</i>	64
3.4.2.2	<i>Etapa 2</i>	65
3.4.2.3	<i>Etapa 3</i>	66
3.4.2.4	<i>Etapa 4</i>	67
3.4.2.5	<i>Etapa 5</i>	68
3.4.2.6	<i>Etapa 6</i>	68

3.4.3	Projeto do transformador de alta frequência	69
3.4.4	Projeto dos semicondutores S_3 e S_4	73
3.4.5	Projeto dos diodos Do_1 e Do_2	74
3.4.6	Projeto dos capacitores de saída Co_1 e Co_2	75
3.4.7	Influência das capacitâncias parasitas nos diodos de saída e transformador	76
3.5	SUMÁRIO	77
4	ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	79
4.1	MODELO DINÂMICO DO RETIFICADOR MEIA-PONTE	80
4.1.1	Linearização do modelo dinâmico da corrente de entrada em função da razão cíclica	83
4.1.2	Linearização do modelo dinâmico da tensão total e diferencial em função da corrente de entrada	84
4.2	CONTROLE REALIMENTADO DO RETIFICADOR MEIA-PONTE	88
4.2.1	Controlador de corrente	88
4.2.2	Controlador de tensão diferencial	93
4.3	ESTRUTURA DE IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES	98
4.3.1	Compensador de corrente	98
4.3.2	Compensador de tensão diferencial	99
4.3.3	Filtro de médias móveis	99
4.4	SUMÁRIO	100
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	101
5.1	TENSÃO EFICAZ DE ENTRADA IGUAL A 110 V	103
5.1.1	Referência de potência de 800 W	103
5.1.2	Referência de potência de 500 W	105
5.1.3	Referência de potência de 100 W	107
5.1.4	Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W	108
5.2	TENSÃO EFICAZ DE ENTRADA IGUAL A 220 V	110
5.2.1	Referência de potência de 800 W	110
5.2.2	Referência de potência de 500 W	112
5.2.3	Referência de potência de 100 W	114
5.2.4	Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W	116
5.3	CONVERSOR CC-CC	117
5.3.1	Sumário	119
6	CONCLUSÕES	121
6.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
6.2	TRABALHOS FUTUROS	122
6.3	PUBLICAÇÕES	122
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	123
	APÊNDICE A – MODELO MÉDIO POR ESPAÇO DE ESTADOS PARA SISTEMAS LINEARES POR PARTES	127
	ANEXO A – ARITMÉTICA BINÁRIA DE PONTO FIXO	129
	ANEXO B – CIRCUITOS DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	131
B.1	MEDIÇÕES ANALÓGICAS	131
B.2	CIRCUITOS DE POTÊNCIA	133
B.3	MICROCONTROLADOR	134

1 INTRODUÇÃO

As micro-ondas são ondas eletromagnéticas confinadas a uma faixa do espectro que se estende de 300 a 300 000 MHz. Diversos equipamentos funcionam a base de micro-ondas, como é o caso dos radares de aviação civil, aparelhos de telefonia celular e os fornos de micro-ondas domésticos. A figura 1.1 ilustra a localização das ondas de rádio frequência (RF) e micro-ondas no espectro eletromagnético.

Figura 1.1 – Espectro de frequência das ondas eletromagnéticas.



Fonte: Adaptado de Pozar (2011).

Segundo Pozar (2011), diversas considerações tornam interessante a utilização de alta frequência em projetos de engenharia, em especial as encontradas na faixa do espectro relacionada as micro-ondas. Dentre tais considerações pode-se citar:

- O ganho de uma antena é proporcional ao seu tamanho. Com a utilização de altas frequências, o ganho da antena pode ser aumentado sem aumentar o tamanho da sua estrutura. Esta é uma importante consequência na implementação de sistemas micro-ondas.
- Na área de comunicação, a largura de banda de um sinal em alta frequência, diretamente associada a taxa de transmissão de dados pode ser aumentada quando utilizada alta frequência. Exemplo: A largura de banda de 1% a 600 MHz é 6 MHz, que pode prover uma taxa de transmissão de 6 Mbps, enquanto a 60 GHz, a largura de banda de 1% produz uma taxa de transmissão de 600 Mbps.
- Várias ressonâncias moleculares, atômicas e nucleares acontecem em frequências de micro-ondas. Este tipo de utilização cria uma variedade de aplicações únicas nas áreas de ciência básica, processamento de produtos químicos, engenharia biomédica e métodos de aquecimento.

1.1 FORNO MICRO-ONDAS

O forno micro-ondas foi criado em 1945 pela Raytheon Manufacturing Company com Percy Spencer como inventor e projetista (CHAN; READER, 2000). Porém, apesar de existir desde então, o primeiro forno micro-ondas para uso doméstico somente foi lançado no mercado em 1955 pela empresa Tappan, antiga Westinghouse, com a licença da Raytheon Company. O forno, custava naquela época em torno de \$1 295,00, valor bastante elevado (OSEPCHUK, 1984). A empresa Amana, adquirida em 1965 pela Raytheon, foi responsável por introduzir o primeiro forno de bancada, o Amana Radarange em 1967, que custava em torno de \$495,00. A partir de então, o mercado de fornos de micro-ondas passou a apresentar um elevado crescimento e hoje em dia estes fornos estão presentes na maioria das residências ao redor do mundo. (OSEPCHUK, 2009).

Em sistemas convencionais de aquecimento, o calor é transmitido primeiramente para a superfície do material por condução, convecção ou irradiação, e posteriormente para o interior do material por condução. Já no aquecimento a partir de micro-ondas, o calor é gerado diretamente no interior do material, permitindo elevado fluxo de calor e portanto uma rápida elevação de temperatura em comparação aos sistemas convencionais.

Quando uma molécula polar (que possui distribuição de cargas não simétrica) é exposta a um campo elétrico contínuo e oscilante, a mesma tende a rotacionar continuamente, de forma a tentar se orientar na mesma direção do campo. A partir da rotação, as moléculas se chocam umas com as outras e liberam energia em forma de calor, resultando em um aumento de temperatura. A figura 1.2 ilustra a agitação da molécula da água, composta por dois átomos de hidrogênio (carga parcialmente positiva) e um átomo de oxigênio (carga parcialmente negativa). A molécula tende a se orientar sempre no sentido do campo elétrico resultante e realiza uma rotação de 180° no intervalo de tempo entre o pico positivo e o pico negativo da onda eletromagnética.

Outra característica interessante associada ao aquecimento por micro-ondas é a seletividade. Diferente dos fornos convencionais, onde todos os corpos que estão no interior do forno sofrem aquecimento, no forno micro-ondas o aquecimento depende do material presente no seu interior, mais especificamente da constante dielétrica do material. Em função desta característica, é comum verificar que partes dos recipientes onde o material está colocado para aquecimento, ao final do processo, continuam com a temperatura próxima a de início.

Micro-ondas utilizadas em fornos domésticos possuem um comprimento de onda de 12,2 cm, resultante de uma oscilação em 2,45 GHz. Isto significa que o campo elétrico e magnético oscila de forma a possibilitar 4,9 bilhões de rotações em uma molécula a cada segundo. Esta frequência, segundo Heckert (2011), é considerada ótima para aquecimento das moléculas da água, presentes na maior parte dos alimentos.

Na indústria alimentícia, é comum encontrar fornos micro-ondas que operam próximos as frequências de 2,45 GHz e 915 MHz. Estes valores são definidos por norma internacional

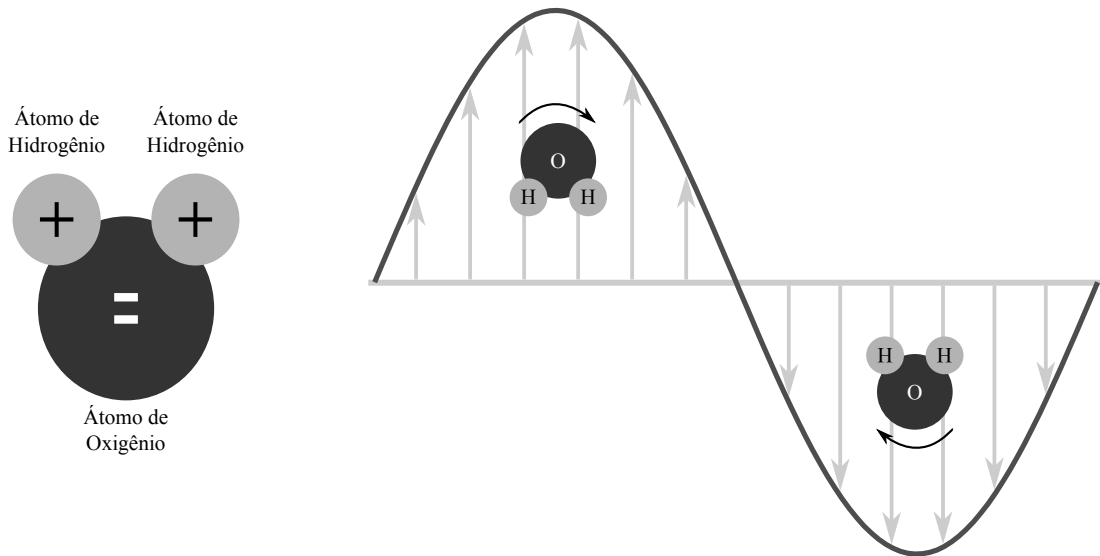


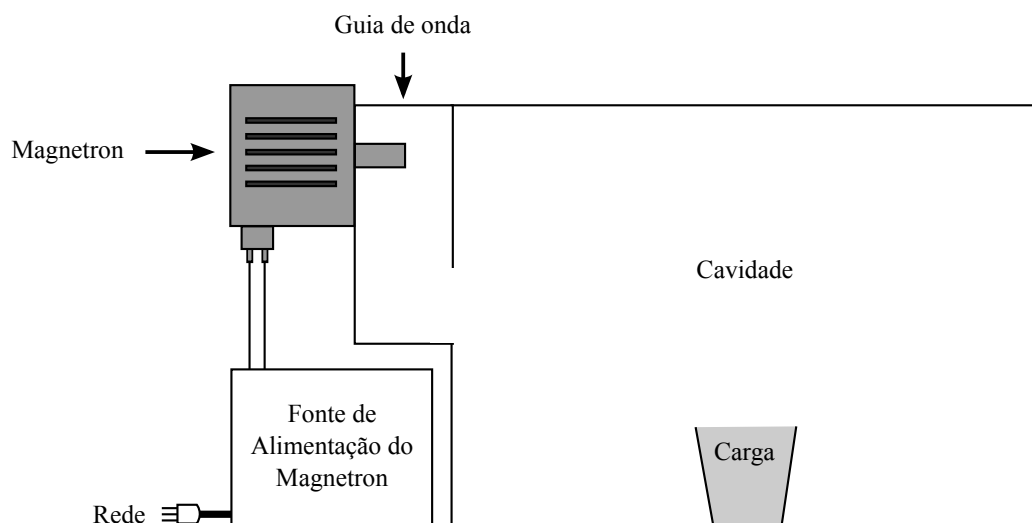
Figura 1.2 – Agitação da molécula de água exposta a um campo elétrico em uma onda eletromagnética.

com função principal de minimizar efeitos de interferência em serviços de comunicação (MEREDITH; ENGINEERS, 1998).

1.2 PARTES DE UM SISTEMA DE AQUECIMENTO POR MICRO-ONDAS

Um sistema de aquecimento por micro-ondas, basicamente é constituído por uma cavidade, um guia de ondas, um magnetron e sua fonte de acionamento, conforme figura 1.3.

Figura 1.3 – Estrutura básica de um sistema de aquecimento por micro-ondas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As micro-ondas são injetadas pelo magnetron no guia de ondas e percorrem pela mesma

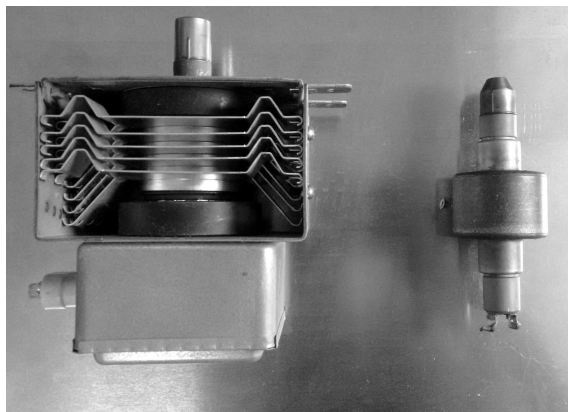
até entrar na cavidade. Na cavidade, a maior parte da potência, intrínseca da onda eletromagnética, é absorvida pela carga, e uma parcela menor é refletida ao magnetron, provocando o aquecimento indesejado do dispositivo. De forma a minimizar este problema, a cavidade é projetada a fim de ressonar na frequência de operação do magnetron, possibilitando dessa forma absorver praticamente toda a potência e minimizar a reflexão.

A fonte de alimentação do magnetron, convencionalmente, é formada por elementos passivos de alta tensão. Esta fonte é energizada pela tensão da rede e fornece os níveis de tensão e corrente adequados para operação do dispositivo.

1.2.1 Magnetron e Fonte de alimentação

O principal elemento de um forno micro-ondas é o magnetron. Este dispositivo é utilizado para converter a energia elétrica em radiação eletromagnética. A Figura 1.4 ilustra um magnetron comercial de uso doméstico (à esquerda) e a parte central de um magnetron (à direita), removida de outro dispositivo. Como pode ser observado, a maior parte do magnetron é formada por uma carcaça, responsável pela dissipação do calor. No capítulo 2 desta dissertação é realizada uma análise criteriosa sobre este dispositivo incluindo características de seu acionamento e fontes de alimentação encontradas na literatura.

Figura 1.4 – Magnetron comercial de forno doméstico.



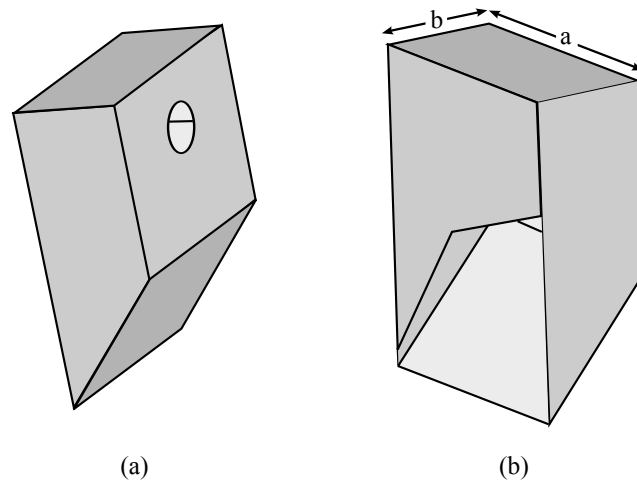
Fonte: Fotografia capturada pelo autor.

1.2.2 Guia de onda e Cavidade ressonante

Segundo Pozar (2011) as ondas eletromagnéticas podem ser divididas por três modos de propagação: ondas eletromagnéticas transversais (modo TEM), ondas transverso-elétricas (modo TE) e ondas transverso magnéticas (modo TM). Estes modos são classificados de acordo com o comportamento das componentes elétricas e magnéticas de suas ondas no eixo z.

A Figura 1.5 ilustra um exemplo de guia de onda do tipo que é facilmente encontrado em um forno micro-ondas doméstico. Na Figura 1.5(a) é possível verificar o furo onde o magnetron é acoplado, enquanto na Figura 1.5(b) a abertura que conecta o guia de onda a cavidade ressonante é ilustrada. De acordo com o projeto das dimensões da abertura, o casamento de impedância entre o guia e a cavidade é realizado, permitindo a máxima transferência de energia para o interior da cavidade.

Figura 1.5 – Guia de ondas de um forno micro-ondas. (a) Vista ilustrando lado de acoplamento com o magnetron. (b) Vista ilustrando lado de acoplamento com a cavidade.



Fonte: Adaptado de Júnior (2013).

Quando propagadas em um guia de ondas, as ondas eletromagnéticas de modo TE, possuem campo elétrico E_z igual a zero e o campo magnético H_z diferente de zero. Já ondas eletromagnéticas de modo TM, possuem campo elétrico E_z diferente de zero e as componentes do campo magnético H_z iguais a zero. Por fim, o modo TEM não apresenta campos elétrico e magnético ao longo do eixo z, e por isso, ondas desse modo não se propagam em uma guia de onda.

Para cada modo de propagação em uma guia de onda, existe uma frequência de corte característica, que separa as faixas de propagação e não propagação no guia. A frequência de corte é um parâmetro geométrico e dependente da configuração transversal do guia de ondas (JÚNIOR, 2013). Para uma guia de onda do tipo retangular, a frequência de corte pode ser obtida a partir da equação:

$$f_{c,mn} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_g}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_g}\right)^2} \quad (1.1)$$

Onde:

- c é a velocidade da luz;
- m e n são os números de semiciclos de onda estacionária (modos) em x e y;
- a_g e b_g são as dimensões do guia.

A cavidade ressonante é a parte final de um sistema micro-ondas, onde encontra-se o material, ou amostra a ser processada. Uma cavidade nada mais é que um guia de ondas curto-circuitado que possui as extremidades fechadas e que é projetado com uma determinada frequência de ressonância.

A frequência de ressonância de uma cavidade ressonante é dada de acordo com as suas dimensões e o material em seu interior. Uma cavidade com frequência de ressonância projetada na mesma frequência de operação do magnetron, permite um baixo coeficiente de reflexão de potência, pois é projetada para absorver ao máximo a energia nesta frequência. Como as cargas a serem processadas no interior da cavidade, normalmente não possuem sempre as mesmas dimensões e propriedades dielétricas, o valor da frequência de ressonância da cavidade acaba sofrendo alteração, o que provoca um aumento no coeficiente de reflexão. A frequência de ressonância de uma cavidade, considerando que em seu interior existe um único material, pode ser projetada pela seguinte equação:

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_c}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b_c}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{c_c}\right)^2} \quad (1.2)$$

Onde:

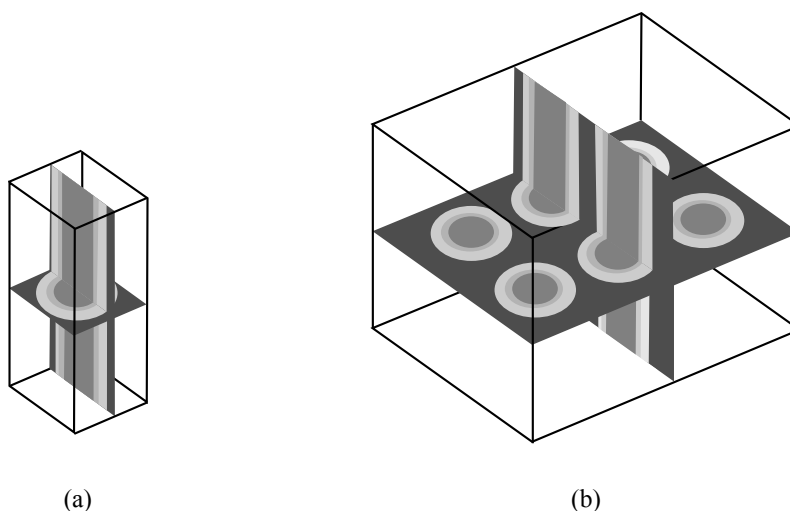
- c é a velocidade da luz;
- μ_r é a permeabilidade relativa do material no interior da cavidade;
- ϵ_r é a permissividade relativa do material no interior da cavidade;
- m , n e l são os números de semiciclos de onda estacionária (modos) em x, y e z.
- a_c , b_c e c_c são as dimensões da cavidade.

As cavidades podem ser de dois tipos, monomodo e multi-modo, conforme os exemplos ilustrados Figura 1.6. Cavidades do tipo monomodo, conforme Figura 1.6(a), são caracterizadas por permitirem um único modo em seu interior, o dominante. Este tipo de cavidade, é utilizada normalmente em aplicações onde o tamanho e a perda de material processado são pequenos. Cavidades do tipo multi-modo possuem vários modos em seu interior, conforme pode ser visualizado na Figura 1.6(b). De acordo com a capacidade de processar maior quantidade de material, este tipo de cavidade é encontrada com maior facilidade em processos industriais e em fornos micro-ondas domésticos (OLIVEIRA, 2007).

1.3 APLICAÇÕES DE AQUECIMENTO POR MICRO-ONDAS

Nas subseções a seguir são apresentadas algumas aplicações da utilização de micro-ondas, em sistemas de aquecimento, tanto em escala industrial quanto residencial.

Figura 1.6 – Cavidades ressonantes. (a) Cavidade monomodo. (b) Cavidade multi-modo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

1.3.1 Aplicação de micro-ondas na área alimentícia

As micro-ondas na área alimentícia não estão caracterizadas apenas pela sua aplicação a nível residencial, a partir da utilização dos fornos micro-ondas, sua utilização atinge também a escala industrial, sendo caracterizada, para ambos os níveis, por diversas formas de atuação, entre as quais é possível citar: aquecimento, cozimento, descongelamento, desinfecção e pasteurização.

As aplicações mais comuns dos fornos micro-ondas, tanto nas residências como na indústria alimentícia, estão no cozimento, aquecimento e descongelamento de alimentos. Estas aplicações, normalmente estão associadas a processos onde a velocidade necessária de preparo do alimento deve ser rápida. São exemplos destes tipos de aplicação:

- Aquecer carne congelada para permitir o corte;
- Pré-cozimento de bacon (o bacon perde gordura e características desejáveis quando grelhado);
- Cozinhar salsichas, reduzindo a perda de água, gordura, nutrientes e sabor;
- Secagem de alimentos, que em comparação com a técnica por ar quente é mais rápida e eficiente, preserva a cor, sabor e valor nutricional do produto;

Outra importante utilização das micro-ondas na indústria alimentícia é na desinfecção de alimentos. Os micro-organismos são os principais agentes responsáveis pela deterioração dos alimentos e intoxicação alimentar. A exposição de alimentos à micro-ondas auxilia na redução microbiana, melhorando a qualidade microbiológica e prolongando a vida de prateleira (AYMERICH; PICOUET; MONFORT, 2008).

A pasteurização também é uma técnica onde a utilização de micro-ondas pode ser aplicada. Esta técnica visa eliminar os micro-organismos patogênicos e reduzir ao máximo a flora banal. Segundo Souza (2007), na pasteurização do leite, os métodos atuais de aquecimento causam degradação nutricional e sensorial já que o leite é exposto às superfícies de troca térmicas superaquecidas, o que pode ser minimizado com a utilização de micro-ondas.

Dentre os vários trabalhos encontrados na literatura, que demonstram a eficácia de processos assistidos por micro-ondas em relação a processos de aquecimento convencionais na área alimentícia, é possível citar:

- Em Berteli e Marsaioli (2005), os autores relataram que o tempo de secagem de macarrão curto seco a partir da combinação de ar quente e micro-ondas foi treze vezes menor quando comparado com o processo convencional de secagem.
- Em Silva e Júnior (2004), o uso de energia de micro-ondas combinada com ar quente na secagem de amêndoas de castanha do Brasil, e os tempos de secagens obtidos foram bem menores, em relação ao tempo gasto na secagem convencional, tendo-se conseguido manter a preservação do produto final por até seis meses.
- Em Sousa et al. (2006), os autores mostram o uso de micro-ondas na secagem de bananas, onde os níveis de aceitação sensorial das amostras processadas foram bem superiores aos das amostras comerciais, bem como aos das amostras processadas por processo convencional de secagem por ar quente.

1.3.2 Aplicação de micro-ondas na área química

A principal utilização das micro-ondas na área química está relacionada a síntese de novos compostos e ao preparo de amostras. No preparo de amostras se destacam basicamente o processo de extração e o processo de digestão.

Segundo Souza, Peixoto e Toledo (1995) síntese, em química, é a reação pela qual se combinam duas ou mais substâncias simples transformando-se em compostas, ou estas em outras mais complexas. Sínteses químicas a partir da utilização de micro-ondas, em geral, são mais rápidas, econômicas e limpas do que as realizadas a partir de métodos convencionais de aquecimento (BENGTSSON; OHLSSON, 1974).

Para realização de análises químicas, as técnicas utilizadas normalmente trazem consigo a necessidade de um prévio preparo de amostra, tornando-a mais apropriada para a realização dos ensaios. Dentre os diversos métodos de preparo de amostra encontram-se a digestão e a extração. A digestão, consiste na “quebra” de todos os compostos da amostra em seus elementos constituintes, enquanto na extração, somente o componente que se deseja extrair da amostra é

afetado, sem a alteração significativa da amostra, como um todo. Ambas as técnicas utilizam solventes em conjunto com o aquecimento em seus processos.

As principais vantagens na utilização de energia de micro-ondas em uma reação química ao invés da utilização do aquecimento convencional, de acordo com Sanseverino (2002), são:

- i. as taxas de aquecimento em reações com substâncias capazes de realizar uma boa absorção da radiação micro-ondas são muito maiores que no aquecimento convencional, propiciando grande redução nos tempos de reação;
- ii. o reator ou recipiente da reação pode ser inerte às micro-ondas (como teflon, por exemplo). Assim, a energia é absorvida somente pelos reagentes ou pelo solvente, ou até seletivamente por apenas uma das substâncias. A utilização de aquecimento por micro-ondas em reações sem utilização de solvente é uma técnica que vem sendo abordada nos princípios da Química Verde, onde resíduos das reações são minimizados;
- iii. a energia é transferida diretamente para a amostra, não havendo contato físico com a fonte de aquecimento, o que muitas vezes é essencial em uma reação;
- iv. a possibilidade de maiores rendimentos e menor decomposição térmica.

Dentre os trabalhos encontrados na literatura, onde a utilização de micro-ondas em contrapartida com a utilização de sistemas de aquecimento convencionais é abordada, é possível citar:

- VALERIO et al. (2015) apresenta a utilização de micro-ondas na obtenção de poliuretano e conclui que as reações de polimerização foram aceleradas em comparação com as reações utilizando métodos convencionais de aquecimento.
- Em Tsukui (2013), o método de extração assistida em reator de micro-ondas permitiu a extração de óleo de grãos de café verde em tempo reduzido à 10 minutos comparado com o método de extração por *Soxhlet* que durou em torno de 4 horas.
- Em PINTO et al. (2015), micro-ondas são utilizadas para produção de biodiesel a partir da espuma de esgoto como matéria prima. Segundo conclusão dos autores, o método com o auxílio do micro-ondas teve resultados bastante semelhantes, porém, com tempo de reação reduzido de 4 horas para 30 minutos.

1.4 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Como foi possível observar, neste capítulo introdutório, a utilização de micro-ondas tanto na escala residencial quanto industrial possui elevada importância. Deste modo, pesquisas

em torno de novas tecnologias que possam aumentar a eficácia e exploração de sistemas que utilizam destas técnicas de aquecimento se tornam relevantes.

Pesquisas sobre a utilização de micro-ondas na área alimentícia tem sido fortemente realizadas nos laboratórios do Departamento de Tecnologia e Ciência dos Alimentos na UFSM onde um sistema de geração de micro-ondas que trabalhe em alta frequência, com potência entregue as amostras de uma forma uniforme, diferente da convencional que é pulsada, é uma necessidade.

Partindo desta necessidade, uma parceria foi firmada entre o autor e os orientadores deste trabalho, para desenvolvimento de um sistema de geração de micro-ondas, que possa ser utilizado no processamento de materiais e assim contribuir nas pesquisas sobre utilização de micro-ondas na UFSM. O objetivo principal deste trabalho é a realização da análise e controle de um conversor CA-CC, responsável pelo acionamento do magnetron neste sistema de geração de micro-ondas.

São objetivos específicos, necessários para obter o objetivo principal do trabalho:

- Obter uma característica de potência de saída o mais uniforme possível, removendo pulsações em baixa frequência que indesejáveis no processamento de amostras.
- Definir uma topologia capaz de propiciar elevada tensão de saída, necessária no acionamento do magnetron, com fator de potência próximo ao unitário na entrada.
- Projetar os componentes elétricos e eletrônicos existentes na topologia e implementar um protótipo.
- Projetar os controladores para funcionamento adequado do conversor.
- Validar experimentalmente a eficácia dos controladores projetados, avaliando toda faixa de operação do conversor.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 uma abordagem sobre o magnetron é realizada, dando foco a sua utilização como carga em um sistema de aquecimento por micro-ondas. Neste capítulo, o seu circuito elétrico equivalente, bem como os principais circuitos de acionamento, encontrados na literatura, são apresentados.

O capítulo 3 da dissertação apresenta o conversor CA-CC proposto para acionamento do magnetron. Neste capítulo a topologia proposta é detalhada e seus principais circuitos de potência são analisados. De acordo com as especificações de projeto, para implementação do protótipo experimental, o projeto eletrônico de cada componente dos circuitos é realizado.

No capítulo 4, uma análise matemática, para obtenção dos modelos dinâmicos linearizados do conversor no domínio da frequência é realizada. A obtenção de tais modelos é necessária para realização do projeto dos compensadores para o conversor. O projeto dos compensadores para controle da corrente de entrada e tensão diferencial entre os capacitores do barramento CC, para implementação do protótipo experimental, também são abordados neste capítulo.

No capítulo 5 são apresentados resultados de simulação e experimentais, de forma a validar os controladores projetados para o conversor CA-CC proposto. Na apresentação dos resultados, são analisados diferentes pontos de operação para o conversor onde os compensadores projetados devem demonstrar comportamento adequado no controle realizado.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões, bem como as propostas de trabalhos futuros.

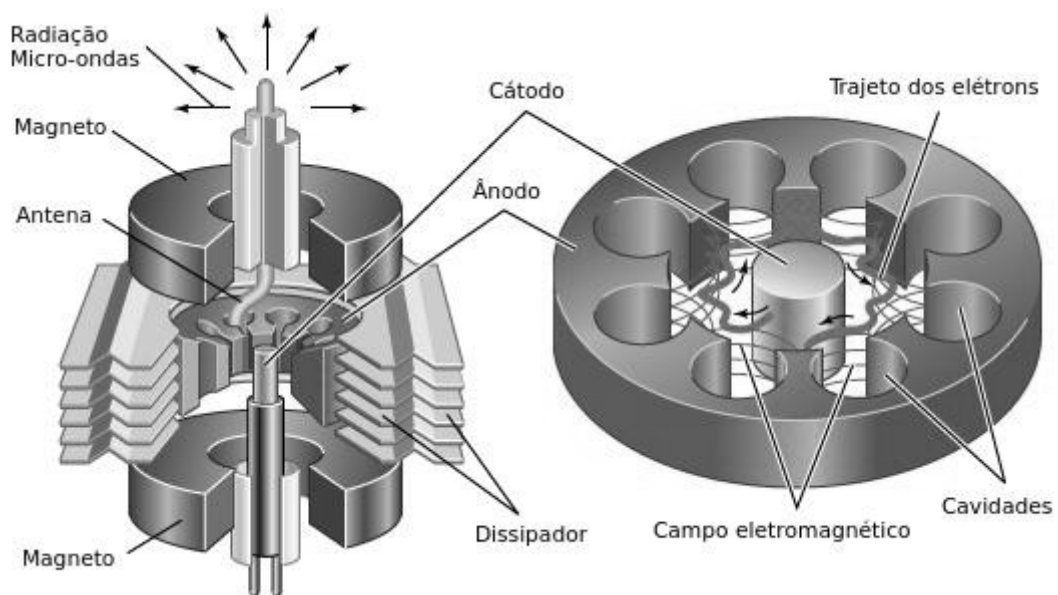
2 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE MAGNETRONS

Para o projeto de fontes de acionamento de magnetrons, é necessário conhecer o seu funcionamento e suas características como impedâncias, níveis de tensão e corrente de operação. Este capítulo apresenta uma análise sobre o comportamento e modelo elétrico equivalente do magnetron, bem como apresenta alguns circuitos propostos na literatura para seu acionamento.

2.1 CONCEITOS BÁSICOS DO MAGNETRON

Um magnetron é uma válvula eletromagnética responsável por transformar energia elétrica em radiação eletromagnética. Um magnetron é formado internamente por cavidades, conforme Figura 2.1, que possuem dimensões projetadas de forma a ressonar e propiciar a frequência de operação do dispositivo. As frequências de operação mais comuns encontradas são de 915 MHz e 2 450 MHz.

Figura 2.1 – Partes de um magnetron.



Fonte: Adaptado de <http://global.britannica.com/technology/magnetron>.

O cátodo, também conhecido como filamento, encontra-se no centro do magnetron, sendo necessário estar aquecido para a geração das micro-ondas. Para realizar o aquecimento normalmente é empregada uma corrente elevada I_A circulante pelo filamento. Esta corrente pode ser tanto CC quanto CA e deve possuir valor eficaz em torno de 15 A nos magnetrons empregados em fornos domésticos. As cavidades constituem o ânodo do dispositivo. Para geração das micro-ondas, a diferença de potencial entre o ânodo e cátodo V_{AK} deve ser elevada. Em

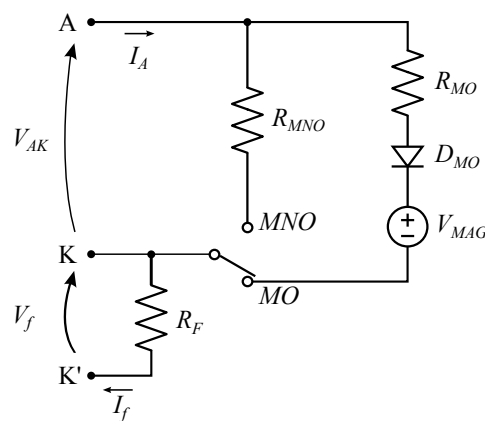
magnetrons de fornos domésticos esta tensão é da ordem de 4 000 V.

Quando o filamento é aquecido, os elétrons se desprendem do mesmo e são atraídos para o ânodo, em função da elevada diferença de potencial. Como existe um campo magnético fixo, gerado a partir de dois magnetos, um em cada extremidade do magnetron, a trajetória dos elétrons acontece como mostrado na Figura 2.1. Estes elétrons quando em alta velocidade são expelidos do dispositivo pela antena.

2.2 MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO MAGNETRON

Segundo Hasanien e Sayed (2008) e Yang (2014), de forma simplificada, um magnetron opera de forma semelhante a um diodo zener e possui dois modos de operação: i) o modo não oscilatório, onde não existe a geração de micro-ondas, e ii) o modo oscilatório, onde existe a geração de micro-ondas.

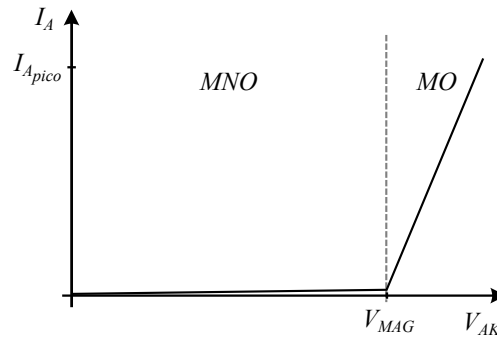
Figura 2.2 – Circuito elétrico simplificado equivalente de um magnetron.



Fonte: Adaptado de Hasanien e Sayed (2008).

A Figura 2.2 ilustra o circuito equivalente simplificado do dispositivo. A comutação entre os modos de operação acontece, quando a tensão V_{AK} é maior do que a tensão de entrada em operação do magnetron V_{MAG} . Quando a tensão entre ânodo-cátodo V_{AK} encontra-se abaixo da tensão V_{MAG} , o magnetron encontra-se no modo não oscilatório (MNO) e seu comportamento elétrico é similar ao de uma elevada resistência R_{MNO} , que possui valor na ordem de centenas de milhares de Ohms. Quando a tensão V_{AK} é maior ou igual a tensão V_{MAG} , o dispositivo entra no modo oscilatório e seu comportamento elétrico pode ser comparado a uma pequena resistência R_{MO} , com valor na faixa de centenas de Ohms, em série com um diodo D_{MO} e com a própria fonte V_{MAG} .

O Gráfico 2.1 ilustra, de forma generalizada e simplificada, a curva que relaciona a tensão média entre cátodo e ânodo V_{AK} pela corrente média no ânodo I_A de um magnetron, de acordo com o seu modelo elétrico equivalente.

Gráfico 2.1 – Tensão V_{AK} x Corrente I_A típica de um magnetron.

Fonte: Adaptado de Hasanien e Sayed (2008).

Para funcionar adequadamente e permitir a liberação dos elétrons em seu interior, de forma a ocasionar a geração das micro-ondas, o filamento do dispositivo, deve estar aquecido. O filamento pode ser modelado como uma pequena resistência R_f , com valor na ordem de décimos de Ohms. Para um aquecimento ideal, na maioria dos fornos comerciais o filamento é alimentado por uma tensão CA com amplitude próxima a 3 V, suficiente para produzir uma elevada corrente no dispositivo.

Quando se trata de fornos micro-ondas domésticos, a tensão V_{MAG} , normalmente, é da ordem de grandeza de 3 kV a 4,5 kV. Em função da comutação abrupta que existe em seu modelo, o magnetron possui uma corrente instantânea praticamente desprezível quando encontra-se no modo não oscilatório de operação, e uma corrente de pico máxima em torno de 1 A quando em modo oscilatório. Os circuitos existentes, em sua maioria são projetados para que o magnetron fique continuamente trocando de modo de operação, originando uma pulsação em baixa frequência na geração das micro-ondas. Com esta pulsação uma potência média de operação na faixa de 1 kW, para esta classe de dispositivos, é obtida.

Em magnetrons de uso industrial, a tensão V_{MAG} e a corrente I_A podem alcançar valores muito maiores e a potência de operação pode chegar a centenas de kilo Watts. Para este tipo de dispositivo, o aquecimento do filamento também requer um valor eficaz maior de corrente. A Tabela 2.1 mostra alguns tipos de magnetrons encontrados no mercado e seus principais valores eficazes de acionamento.

Cabe ressaltar que o modelo de operação do magnetron encontrado na literatura e apresentado nesta dissertação evidencia o circuito equivalente e modos de operação a partir dos valores de tensão e corrente médios em regime permanente. A partir da medição dos valores transitórios de corrente e tensão é possível observar que o dispositivo possui características não-lineares não descritas pelo modelo em regime permanente.

Tabela 2.1 – Tipos de magnetrons encontrados no mercado.

Tipo	Frequência	Potência	V_f	I_f	V_{AK}	I_A
TO300-M23	2 450 MHz	300 W	3,60 V	10 A	3,00 kV	150 mA
2M167B-M23J1	2 450 MHz	900 W	3,30 V	10 A	4,10 kV	300 mA
2M244-M16	2 450 MHz	1 010 W	3,15 V	10A	4,35 kV	400 mA
H3881-70	2 450 MHz	6 000 W	5,00 V	29 A	7,50 kV	1 100 mA
CWM-15S	2 450 MHz	15 000 W	9,50 V	50 A	12,20 kV	1 800 mA
CK-147	915 MHz	5 000 W	10,00 V	35 A	6,50 kV	1 300 mA
CWM-30L	915 MHz	30 000 W	12,60 V	112 A	12,80 kV	3 000 mA

Fonte: <http://www.muegge.de/en/products/magnetrons/>

2.3 CARACTERÍSTICA COMPORTAMENTAL DA CORRENTE NO ÂNODO

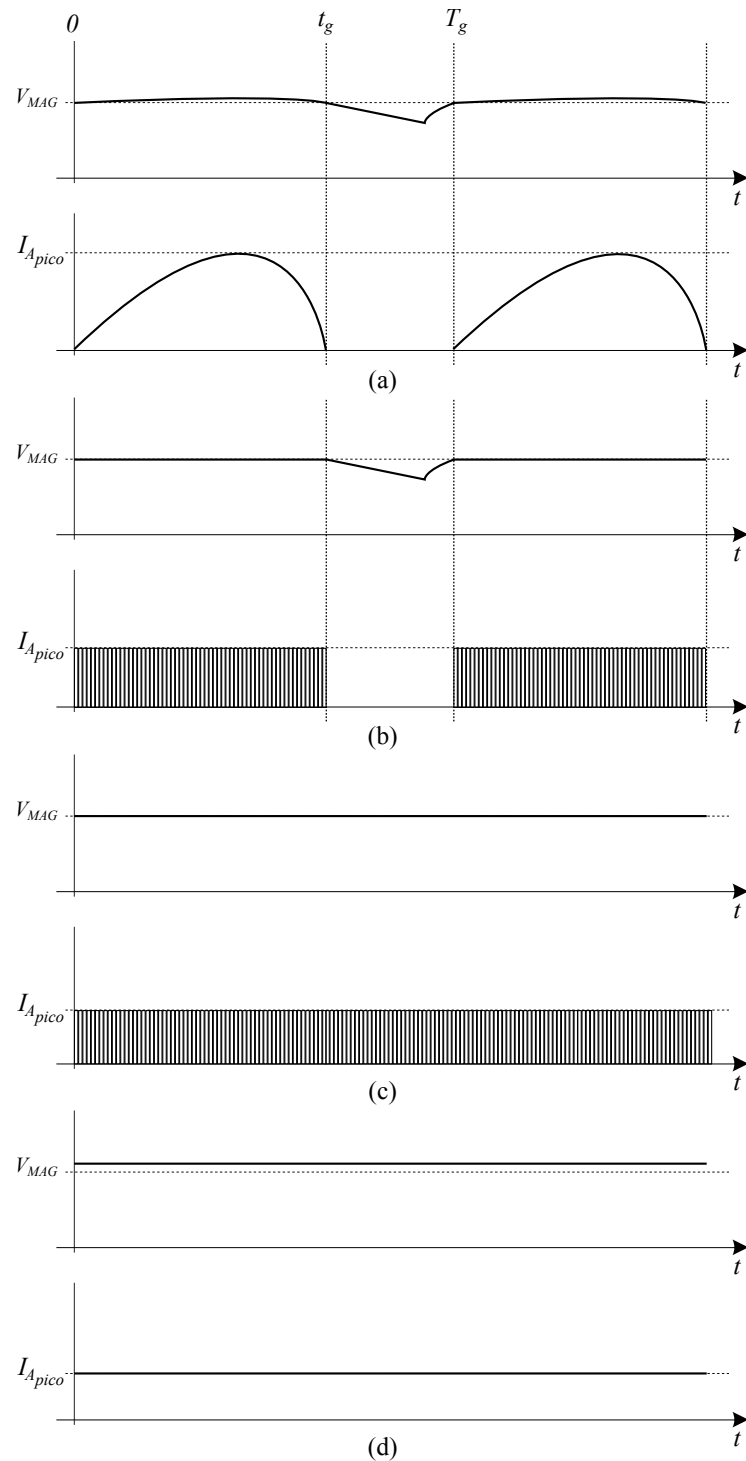
Como é possível observar na Figura 2.2, que ilustra o comportamento instantâneo da corrente no ânodo do magnetron, de acordo com o comportamento da tensão V_{AK} , é possível obter quatro principais tipos de operação, onde em três dos mesmos existe alternância entre o modo oscilatório e o modo não oscilatório de uma forma bastante não linear. Como a corrente está diretamente associada a geração das micro-ondas, pode-se dizer que os quatro tipos de operação são na verdade modos de geração de micro-ondas.

No modo ilustrado na Figura 2.2(a) a tensão V_{AK} se mantém sempre maior do que a tensão V_{MAG} durante o intervalo de tempo t_g e o magnetron encontra-se em modo oscilatório. A tensão V_{AK} no restante do ciclo é sempre menor do que a tensão V_{MAG} e o magnetron trabalha no modo não oscilatório. Como característica deste modo de geração, tem-se micro-ondas sendo pulsadas no guia de onda em baixa frequência. Este tipo de geração é o mais utilizado a nível de aquecimento, quando somente a geração de calor no material é importante.

No modo ilustrado na Figura 2.2(b) a tensão V_{AK} não consegue se manter sempre maior do que a tensão V_{MAG} durante o intervalo de tempo t_g e desta forma o magnetron alterna entre o modo oscilatório e o modo não oscilatório continuamente neste intervalo de tempo. No restante do ciclo, a tensão V_{AK} é sempre menor do que a tensão V_{MAG} , fazendo com que não exista a geração das micro-ondas. De acordo com estas características neste modo de geração as micro-ondas são pulsadas tanto em alta quanto em baixa frequência. Este tipo de modo de geração também é utilizado quando somente o aquecimento do material é importante.

Os dois últimos modos de geração são modos onde as micro-ondas são geradas sem pulsação em baixa frequência e são utilizados no processamento de materiais onde a agitação molecular é crítica e influencia no processo. No modo ilustrado na Figura 2.2(c) A tensão V_{AK} não consegue se manter sempre maior do que a tensão V_{MAG} e dessa forma o magnetron alterna entre o modo oscilatório e o modo não oscilatório continuamente em todo intervalo. No modo ilustrado na Figura 2.2(d) A tensão V_{AK} é sempre maior do que a tensão V_{MAG} e dessa forma o magnetron encontra-se sempre em modo oscilatório. Este último modo é o mais adequado possível para processamento fino de amostras em laboratórios, porém, sua obtenção

Gráfico 2.2 – Características comportamentais instantâneas das correntes no ânodo do magnetron. (a) Geração pulsada em baixa frequência. (b) Geração pulsada em alta e baixa frequência. (c) Geração pulsada em alta frequência. (d) Geração contínua.



Fonte: Elaborado pelo autor.

muitas vezes é difícil, em função da elevada capacitância necessária na saída do conversor de acionamento do magnetron, difícil de ser obtida comercialmente, e do comportamento não linear do magnetron.

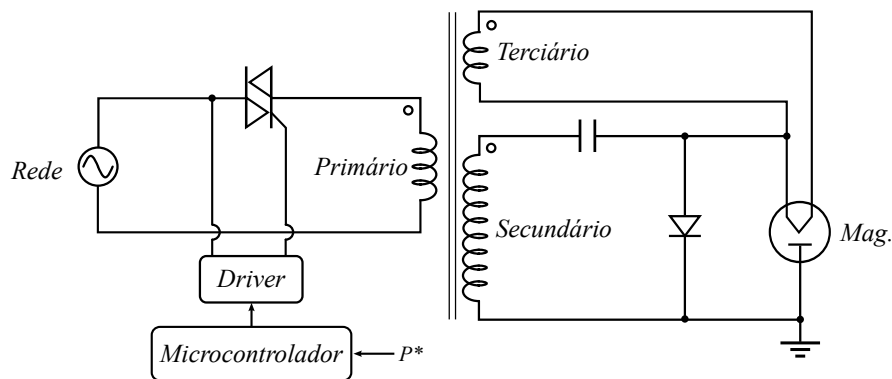
2.4 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DO MAGNETRON

Nesta seção são apresentados os principais circuitos de acionamento encontrados na literatura, onde uma breve abordagem sobre as características positivas e negativas dos circuitos é apresentada.

2.4.1 Acionamento liga-desliga

O circuito convencional de acionamento de um magnetron, utilizado em fornos domésticos, é ilustrado na figura 2.3. Este circuito opera na frequência da rede e utiliza um transformador ferro-ressonante com primário, secundário e terciário. O terciário do transformador é ligado diretamente ao filamento proporcionando corrente para seu aquecimento. No secundário existe um circuito dobrador de tensão, formado por um diodo e um capacitor, ambos de alta tensão.

Figura 2.3 – Circuito convencional utilizando transformador ferro-ressonante.



Fonte: Adaptado de Kako, Nakagawa e Narita (1991).

Quando o interruptor no primário, formado por um TRIAC, é acionado, o transformador é alimentado e coloca o forno micro-ondas em operação. A partir da relação primário-secundário, que é normalmente 1:10, em uma rede com tensão eficaz igual a 220 V, o transformador fornece ao dobrador de tensão uma tensão senoidal com valor de pico em torno de 3 110 V, que no semiciclo positivo, com o diodo diretamente polarizado, carrega o capacitor do circuito, e no semiciclo negativo, com o diodo reversamente polarizado, se soma a tensão do capacitor, para fornecer a alta tensão ao magnetron. Devido ao comportamento do magnetron, que atua de forma próxima a um diodo zener a tensão de saída fica em torno de V_{MAG} . A relação primário-terciário normalmente é do tipo 100:1, o que propicia uma tensão de pico no filamento por volta de 3,11 V.

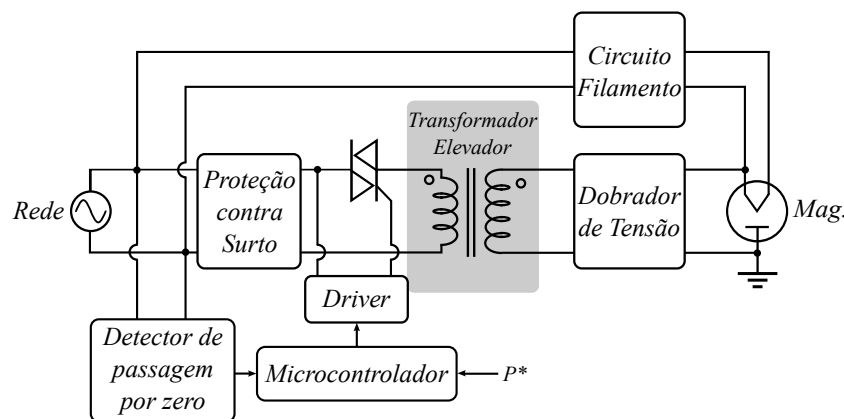
Uma das características negativas deste tipo de circuito é fato de ser volumoso e pesado devido ao elevado tamanho do transformador (KAKO; NAKAGAWA; NARITA, 1991). Outra

desvantagem deste tipo de acionamento é que o controle da potência de saída é realizado em malha aberta ligando e desligando o circuito em intervalos de tempo pré-definidos, conforme o percentual de potência desejado. Como característica positiva, a simplicidade do circuito se sobressai, onde um circuito de acionamento para o TRIAC comandado por microcontrolador com o auxílio de um *Driver* é utilizado.

2.4.2 Acionamento com controle de fase

Um circuito básico utilizando TRIAC com controle de fase, para acionamento de um magnetron é proposto por Martin, Jianu e Ighigeanu (2001), conforme Figura 2.4. Este circuito, basicamente adiciona um circuito de detecção da passagem da tensão por zero ao circuito que utiliza TRIAC apresentado na seção anterior. O controle da potência de entrada do sistema é realizado a partir do controle de fase da tensão no primário do transformador ferro-ressonante.

Figura 2.4 – Circuito utilizando Triac e transformador ferro-ressonante.



Fonte: Adaptado de Kako, Nakagawa e Narita (1991).

Este circuito também é abordado por Nuanyai, Puangngernmak e Chalermwisutkul (2010), onde o principal foco do trabalho é o baixo custo do sistema, sem considerar seu peso e volume. Resultados são obtidos com o controle do magnetron 2M214, onde a potência de entrada máxima é próxima a 1 kW.

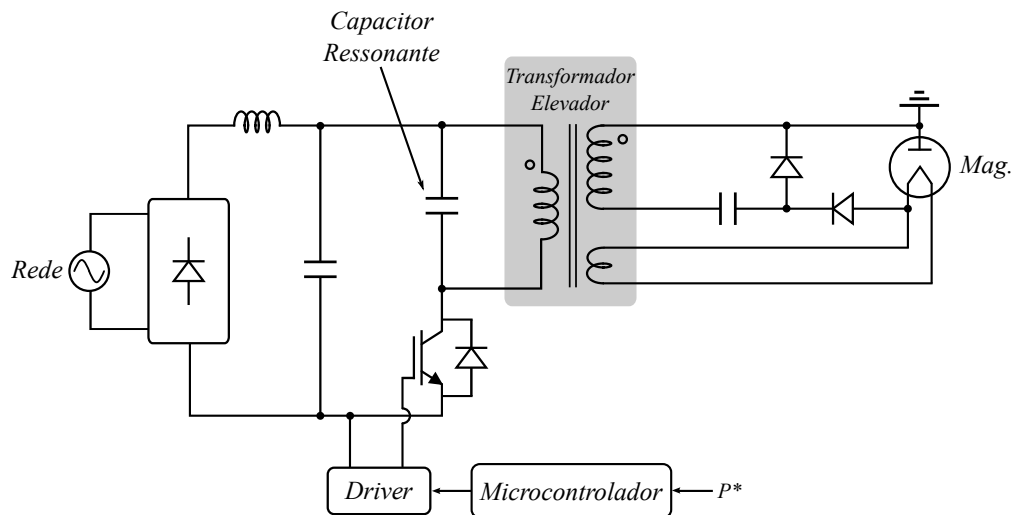
Como característica positiva desse circuito, o fato de se realizar o controle de potência na frequência de operação da rede, permite que o sistema não necessite partir a todo o momento, para realização do controle. As desvantagens deste tipo de circuito são o volume e o peso.

Para funcionar adequadamente e operar com alimentação fixa, nesta proposta de acionamento, o filamento deve ser acionado por um circuito auxiliar, externo ao transformador ferro-ressonante. Esta característica pode ser vista tanto como negativa, pelo aumento do número de dispositivos do circuito, quanto positiva, por possibilitar o pré-aquecimento do filamento antes da alimentação em alta tensão, o que proporciona um aumento a vida útil do magnetron.

2.4.3 Acionamento por conversor CC-CC ressonante

Com o objetivo de diminuir tanto peso quanto volume, Kako, Nakagawa e Narita (1991) propuseram um conversor CC-CC ressonante. A tensão da rede é retificada a partir de uma ponte completa formada por diodos. A tensão eficaz da fonte de alimentação é fixa e, no caso do protótipo implementado pelos autores, igual a 110 V. O barramento CC deste conversor é formado por um filtro LC, utilizado para minimizar as componentes harmônicas de alta frequência na corrente de entrada, bem como a ondulação de tensão na entrada do conversor. Com o capacitor do barramento CC carregado, a tensão é elevada para a saída a partir de um circuito isolado, comutado a partir de um único IGBT. O circuito relacionado a esta topologia pode ser visualizado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Circuito conversor CC-CC ressonante, com tensão de entrada fixa.



Fonte: Adaptado de Kako, Nakagawa e Narita (1991).

Este conversor fornece tanto a alimentação do filamento, via terciário do transformador, para seu aquecimento, quanto a alta tensão, via secundário, para o magnetron. Na saída do conversor existe um único capacitor, que é carregado durante o semiciclo negativo da tensão no secundário do transformador. Durante o semiciclo positivo, a tensão no secundário do transformador se soma a tensão sobre o capacitor e juntos, então, fornecem a alta tensão necessária para colocar o magnetron no modo de oscilação.

A partir da medida da tensão do barramento CC e da corrente de saída do conversor, o controle analógico da potência é realizado. No protótipo desenvolvido por Kako, Nakagawa e Narita (1991), a comutação do IGBT é realizada em 33 kHz, a saída máxima de potência é de 700 W, a corrente no primário do transformador possui uma corrente de pico em torno de 68 A e a tensão de pico sobre o IGBT é cerca de 700 V.

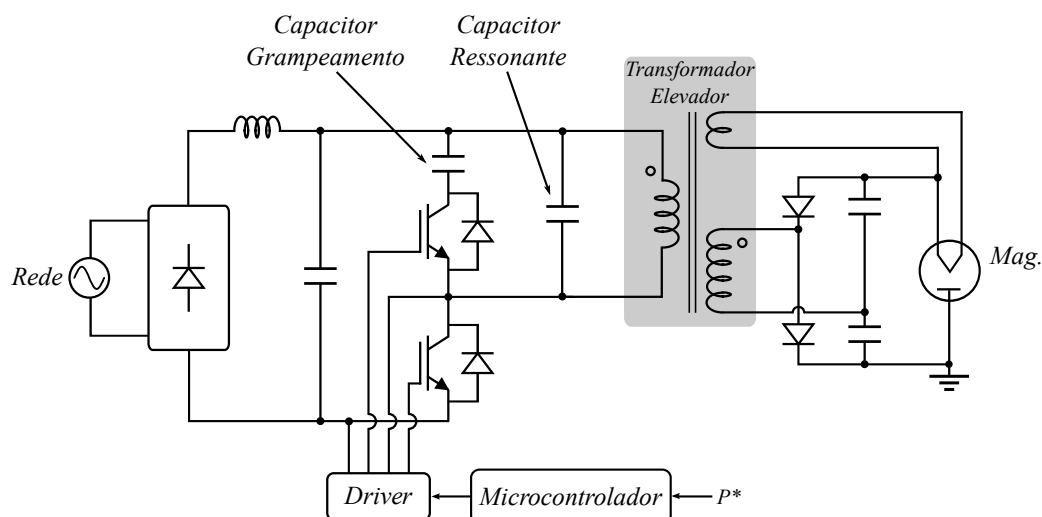
Este conversor pode ser considerado bastante simples e funcional. Dentre as características positivas, uma das suas principais vantagens é utilizar um único IGBT no circuito. Dentre as características negativas, o fato da retificação da tensão de entrada ser realizada por meio de

uma ponte de diodos, resultando em baixo fator de potência pode ser citado. Outra desvantagem deste circuito é o fato de utilizar um transformador do tipo *leakage transformer*, onde o fluxo magnético no secundário do transformador é fracamente acoplado ao fluxo do primário e a indutância de dispersão e consequentemente as perdas são elevadas. Este tipo de transformador é utilizado no circuito para obtenção do pequeno valor de tensão para o filamento sem a necessidade de elevar o número de espiras no primário e sobredimensionar o dispositivo.

2.4.4 Acionamento por conversor CC-CC com grampeamento ativo de tensão

Outro circuito encontrado na literatura é o conversor CC-CC quasi-ressonante com grampeamento ativo de tensão, mostrado na Figura 2.6, cuja topologia foi proposta por Matsushige et al. (2000b). Este circuito possui topologia semelhante ao conversor CC-CC ressonante apresentado anteriormente, exceto por possuir um IGBT auxiliar, responsável por grampear a tensão sobre o IGBT principal quando o mesmo encontra-se aberto. Este grampeamento possibilita proteção do IGBT e minimização das suas perdas de comutação. Outra mudança significativa nesta topologia é apresentar uma saída formada por um retificador meia onda não controlado, responsável pelo dobramento da tensão, onde os capacitores de saída são carregados um a cada semi-ciclo.

Figura 2.6 – Acionamento por conversor CC-CC quasi-ressonante com grampeamento ativo



Fonte: Adaptado de Matsushige et al. (2000b).

Este circuito, além da simplicidade, possui pequeno volume e peso. Em operação, pode atuar com comutação sob tensão nula nos IGBTs, resultando em elevada eficiência devido às reduzidas perdas de comutação. Como característica negativa está a utilização do mesmo tipo de transformador do conversor CC-CC ressonante.

Em Matsushige et al. (2000a) são apresentados resultados experimentais para este cir-

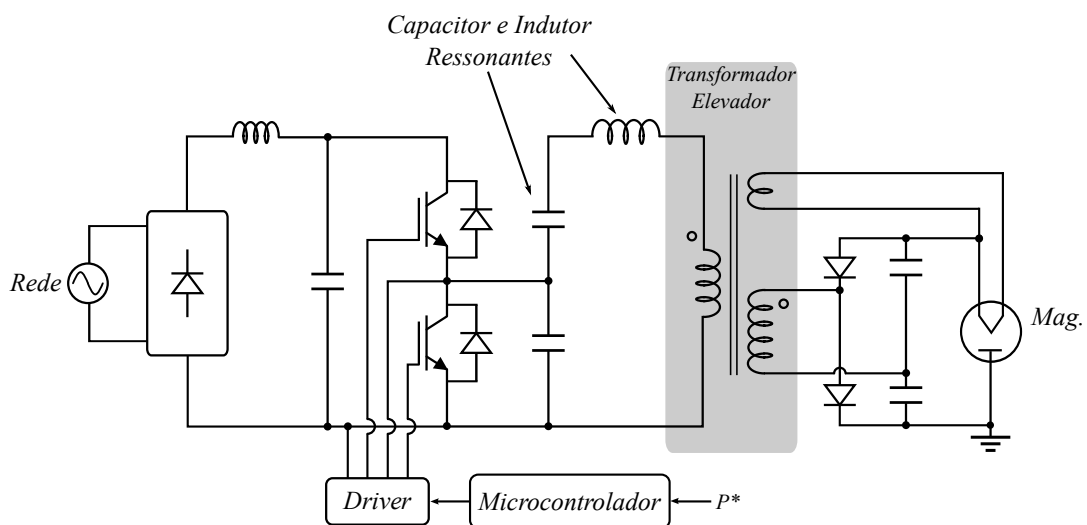
cuito utilizando um magnetron de uso doméstico com potência na ordem de 1 kW. O conversor apresenta baixa distorção harmônica da corrente de entrada e com isso, fator de potência razoável. Destaca-se que neste trabalho são apresentadas as formas de onda, mas não são apresentados os valores obtidos para o fator de potência.

2.4.5 Acionamento por Conversor CC-CC meia-ponte ressonante com filtro LLC

A Figura 2.7 ilustra o circuito proposto por Yang (2014). Este conversor opera retificando a tensão de entrada a partir de uma ponte de diodos não controlada e utiliza um conversor do tipo meia-ponte ressonante para alimentação do magnetron. Capacitores e indutores do circuito se juntam a indutância de dispersão e de magnetização do transformador de forma a ressonar. Dessa forma, possibilita-se que o conversor opere em ZVS ou ZCS em alguns pontos de operação, reduzindo as perdas de comutação.

O conversor possui ainda um filtro do tipo LC na entrada, de forma a minimizar as componentes harmônicas da corrente de entrada e as ondulações na tensão do barramento CC após a retificação.

Figura 2.7 – Circuito conversor CC-CC meia-ponte ressonante com filtro LLC.



Fonte: Adaptado de Yang (2014).

O magnetron utilizado na implementação do protótipo de Yang (2014) opera com tensão de entrada em oscilação de 4 kV e com potência máxima de 1 kW. A tensão de alimentação do circuito é de 220V/60Hz e a tensão mínima do barramento para operação do circuito é de 150 V o que torna o torna funcional para maioria das redes monofásicas existentes no mundo. Embora o controle não seja apresentado, é informado que o conversor varia a frequência de operação para compensar as variações na tensão de entrada.

2.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foi possível verificar o modelo elétrico de um magnetron e dessa forma analisar quais os níveis de tensão e corrente necessários para seu acionamento. Um conversor para atuação neste tipo de aplicação deve possuir elevado ganho de tensão e para geração das micro-ondas, deve ser garantido que o filamento do magnetron esteja sempre aquecido.

Os circuitos de acionamento encontrados na literatura foram apresentados. A maior parte dos circuitos de alta frequência utilizam conversores ressonantes. Para obtenção da baixa tensão de alimentação do filamento, nestes circuitos, transformadores do tipo *leakage transformer* são utilizados e em função disso elevadas perdas existem neste elemento do circuito. Além disso, a maioria dos circuitos possui fonte de alimentação fixa, tornando sua utilização restrita.

No próximo capítulo, uma fonte de alimentação é proposta. A topologia é escolhida visando abranger a sua utilização para magnetrons em uma ampla faixa de potência, permitindo o seu uso, inclusive em aplicações industriais.

3 CONVERSOR CA-CC PROPOSTO: ANÁLISE E PROJETO

Neste capítulo é apresentada a fonte de alimentação proposta, responsável pelo acionamento do magnetron, onde é realizada uma análise detalhada sobre cada circuito e dispositivo existente. A fonte trata-se de um conversor do tipo CA-CC com saída isolada em alta tensão. Na primeira seção é apresentada a topologia escolhida e o sistema como um todo, onde o conversor se insere. Nas demais seções são apresentadas a modulação, etapas de operação, dimensionamento e projeto dos elementos ativos e passivos de cada circuito do conversor CA-CC.

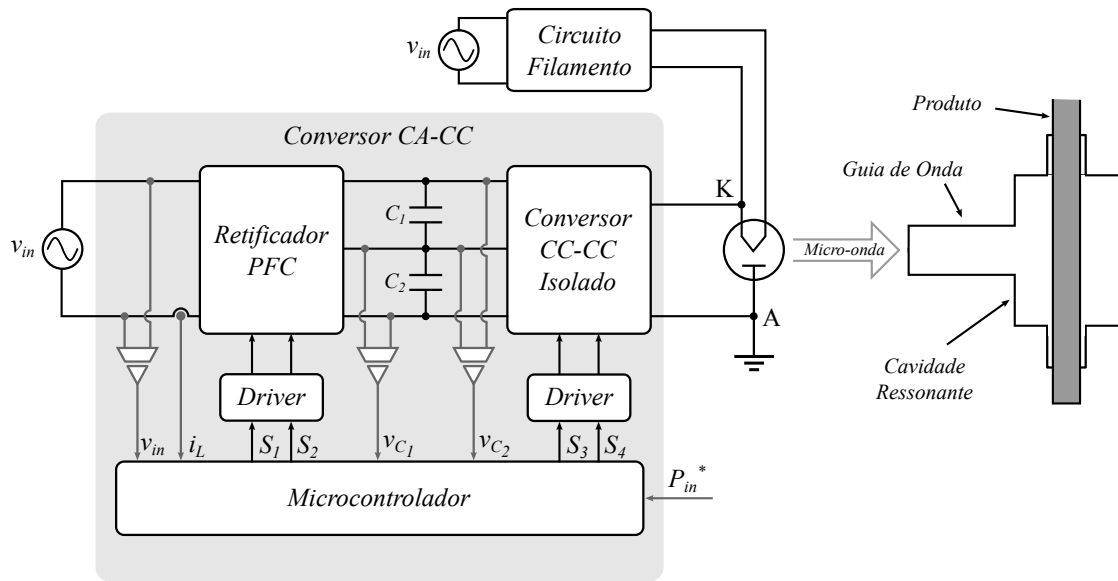
Antes de se determinar quais circuitos seriam utilizados na escolha da topologia, as seguintes características essenciais, previstas no projeto da fonte de alimentação, foram estabelecidas:

- i. Suporte a alimentação monofásica de entrada variável, na faixa eficaz de 100 a 240 V, possibilitando a sua utilização em praticamente qualquer rede;
- ii. Possuir fator de potência próximo ao unitário, ou seja, comportar-se como uma resistência;
- iii. Permitir o controle da potência entregue a carga, direta ou indiretamente, de forma a possibilitar sua utilização no controle de temperatura de um produto a ser processado no sistema micro-ondas onde estiver implantada;
- iv. Utilizar sensores e circuitos integrados de baixo custo, visando possibilitar viabilidade comercial;
- v. Possuir elevada eficiência, uma vez que a eficiência do magnetron, quando comparado em termos de potência consumida pela potência produzida (no aquecimento) já é da faixa de 70 %;
- vi. Possuir pequenas dimensões e peso, visando a redução de custos na fabricação de um produto comercial.

3.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Em um sistema de aquecimento por micro-ondas, as micro-ondas geradas pelo magnetron são direcionadas para uma cavidade ressonante por meio de uma guia de onda, onde a energia eletromagnética é transformada em calor através da agitação das moléculas existentes no produto a ser processado. A figura 3.2 ilustra o conversor proposto, assim como sua topologia básica, e onde o dispositivo se insere em um sistema básico de aquecimento por micro-ondas.

Figura 3.1 – Fonte de geração de micro-ondas proposta



Fonte: Elaborado pelo autor.

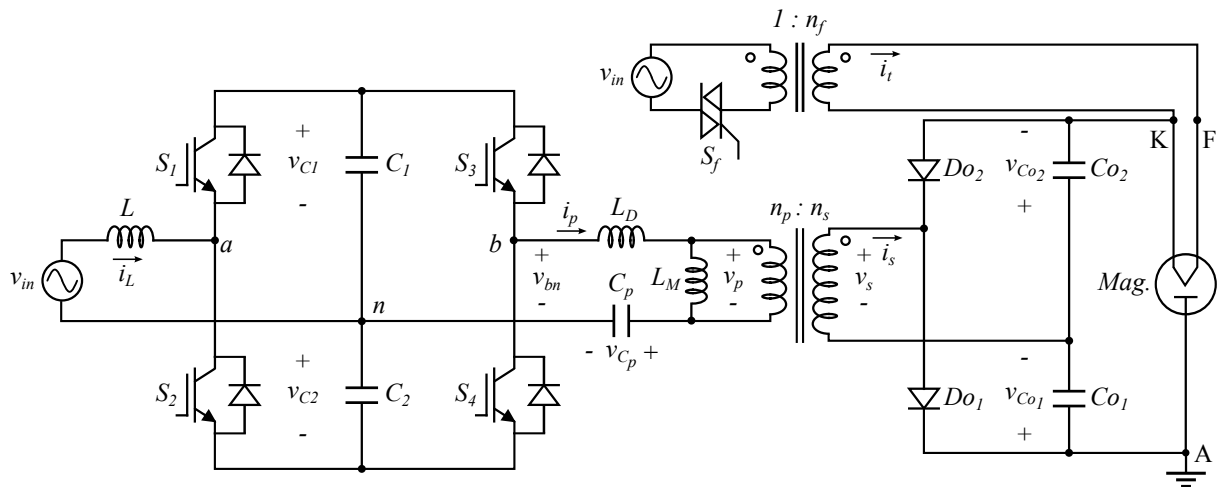
Como mostrado no capítulo anterior, o conversor que realiza o acionamento do magnetron deve possuir:

- i. Circuito de alimentação e aquecimento do filamento, com baixa tensão de saída e conseqüentemente elevada corrente em função da característica resistiva do filamento;
- ii. Circuito de alta tensão para obtenção da tensão de entrada em operação V_{MAG} entre os terminais ânodo-cátodo do dispositivo;

Associando as características de acionamento de um magnetron às características estabelecidas no início deste capítulo, o conversor CA-CC foi proposto com um circuito retificador controlado, para correção do fator de potência e controle da corrente na entrada, e um conversor CC-CC isolado com elevado ganho de tensão na saída para obtenção da alta tensão de alimentação do magnetron. Ambos circuitos são do tipo meia-ponte e operam em alta frequência. Para a alimentação do filamento foi escolhido utilizar um circuito secundário independente do conversor CA-CC, permitindo aquecimento uniforme e constante do terminal. A figura 3.2 ilustra a topologia completa do conversor proposto.

O conversor é alimentado pela tensão da rede $v_{in}(t)$. O circuito retificador, na entrada do conversor, é responsável por regular a tensão diferencial entre os capacitores C_1 e C_2 do barramento CC, garantindo que a mesma seja nula. O retificador também é responsável pelo controle da corrente de entrada i_L , garantindo uma característica cossenoidal e em fase com a tensão de entrada para sua forma de modo a obter um fator de potência próximo ao unitário para o sistema. Por fim, de acordo com o valor eficaz da tensão de entrada e a referência P_{in}^* , a amplitude da corrente de referência é definida para controlar a potência na entrada da

Figura 3.2 – Topologia do conversor CA-CC proposto.

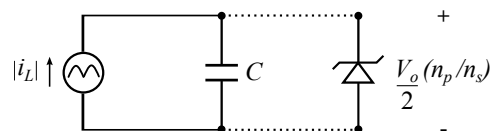


Fonte: Elaborado pelo autor.

fonte. A partir do controle de potência na entrada, é possível controlar, indiretamente, de forma aproximada, a potência sobre o magnetron com sensores de tensão e corrente mais acessíveis e sem elevada tensão de isolamento.

Realizando uma análise sobre o comportamento da tensão no barramento é possível verificar, que pelas características de funcionamento próximas a de um diodo zener existentes em um magnetron, a tensão no barramento CC em regime permanente acaba sendo grampeada de forma indireta, de forma proporcional, à tensão de saída do conversor CC-CC. Dessa forma, realizar o controle da tensão total no barramento com o intuito de controlar a potência no magnetron é uma tarefa difícil em função da pequena margem de ajuste. A melhor maneira de se controlar a potência, então, é a partir de uma fonte de corrente. O retificador, por possuir controle de corrente, faz o papel da fonte de corrente na Figura 3.3, que ilustra o grampeamento indireto da tensão total do barramento CC em regime.

Figura 3.3 – Grampeamento indireto da tensão total do barramento CC em regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor.

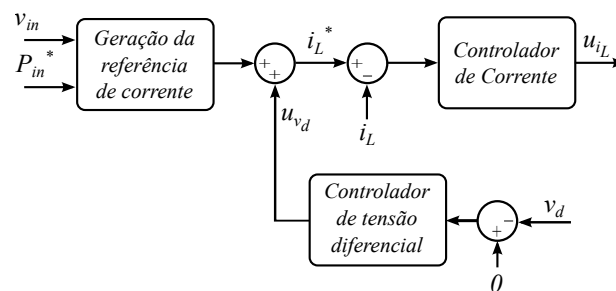
O conversor CC-CC isolado com dobrador de tensão na saída é responsável por alimentar o magnetron e colocá-lo em operação. Para isso, possui um transformador isolador que é responsável por elevar a tensão entre primário e secundário, a partir da relação $n_p : n_s$. O secundário é conectado a um circuito dobrador de tensão não controlado, composto pelos diodos Do_1 e Do_2 e os capacitores Co_1 e Co_2 para obtenção da alta tensão.

O circuito dobrador de tensão na saída foi escolhido de modo a diminuir a classe de isolamento do transformador pela metade. Desta forma, a implementação do transformador é facilitada, uma vez que o isolamento entre enrolamentos é crítico na fabricação de um transformador com elevado ganho de tensão, como é o caso do transformador deste tipo de conversor.

Para alimentação do filamento, e conseqüentemente seu aquecimento, é utilizado um segundo transformador, alimentado diretamente pela tensão da rede. Para controle da corrente no filamento, o TRIAC S_f é utilizado, com controle de ângulo de disparo. Desta forma é possível obter sempre a mesma tensão eficaz no terminal independente da tensão de entrada, permitindo aquecimento constante e uniforme. Outra característica interessante de se utilizar um circuito secundário é fato de possibilitar o pré-aquecimento do filamento, antes da alimentação em alta tensão, o que previne elevados picos de tensão sobre o magnetron e aumenta a sua vida útil. Este circuito, por apresentar elevada simplicidade não é apresentado com detalhes na dissertação.

O sistema de controle digital em malha fechada para o conversor CA-CC proposto, ilustrado de forma simplificada na Figura 3.4, é composto por uma malha rápida de controle da corrente i_L e uma malha lenta de controle da tensão diferencial v_d . A referência de corrente é gerada de acordo com a potência que se deseja na entrada do sistema e a ação de controle u_{v_d} , responsável pelo equilíbrio de tensão entre os capacitores C_1 e C_2 . A malha de controle de corrente gera a ação de controle u_{i_L} , diretamente associada a razão cíclica do retificador meia ponte. Para implementação do controlador foi utilizado um microcontrolador de 32 bits que trabalha em ponto fixo e opera na frequência $f_m = 48$ MHz. O sistema de controle digital e o projeto de seus respectivos controladores serão abordados de forma aprofundada no capítulo 4.

Figura 3.4 – Sistema de controle simplificado do conversor CA-CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

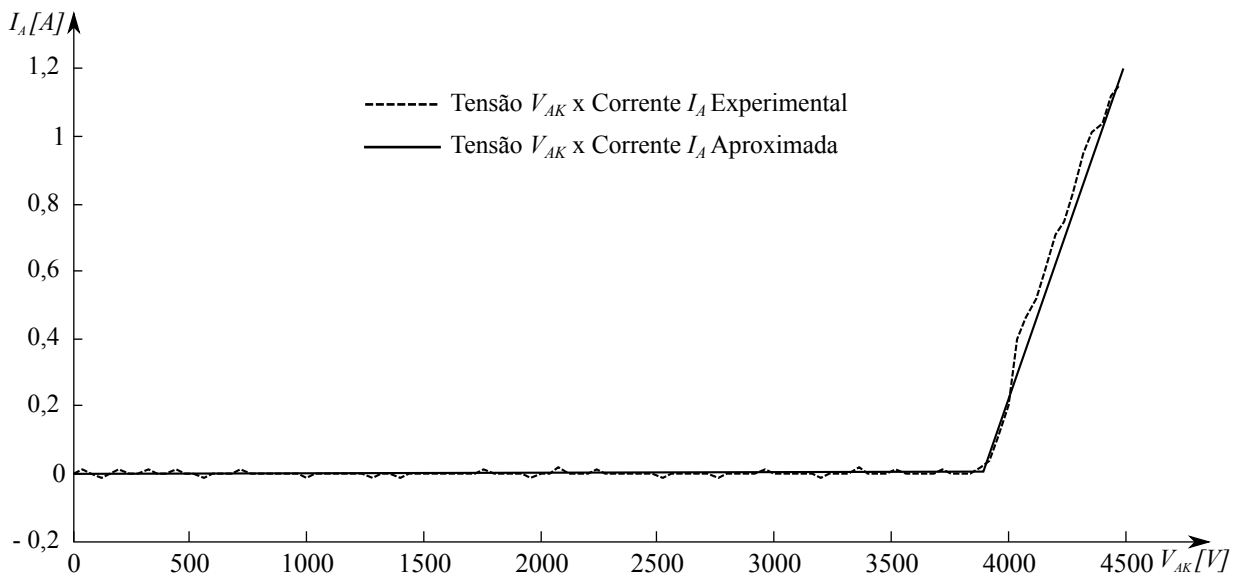
Para obtenção dos resultados experimentais e validação do conversor proposto, um protótipo é implementado. O protótipo opera na faixa de potência de 800 W e aciona o magnetron 2M261-M22. Desta forma, nas próximas seções deste capítulo os projetos realizados são considerados pensando na implementação do protótipo.

3.2 MODELO ELÉTRICO DO MAGNETRON 2M261-M22

Para implementação do protótipo e obtenção dos resultados experimentais foi utilizado o magnetron 2M261-M22 da Panasonic. Um ensaio experimental foi realizado para se obter o modelo elétrico equivalente simplificado, dado que o fabricante não disponibiliza os dados do dispositivo.

A partir da análise experimental do dispositivo, em relação a alimentação de alta tensão, foi possível obter a curva da tensão entre ânodo e cátodo V_{AK} , pela corrente no ânodo I_A , ilustrada no Gráfico 3.1. No gráfico, é possível observar que a partir do momento em que a tensão $V_{AK}(t)$ é maior ou igual a tensão de entrada em operação, $V_{MAG} = 3\,900\text{ V}$, a corrente no dispositivo começa a incrementar a medida que a tensão aumenta, enquanto para valores de tensão menores a corrente é aproximadamente nula, como previsto na literatura.

Gráfico 3.1 – Curva Tensão x Corrente do magnetron 2M261-M22



Fonte: Elaborado pelo autor, a partir de dados obtidos experimentalmente.

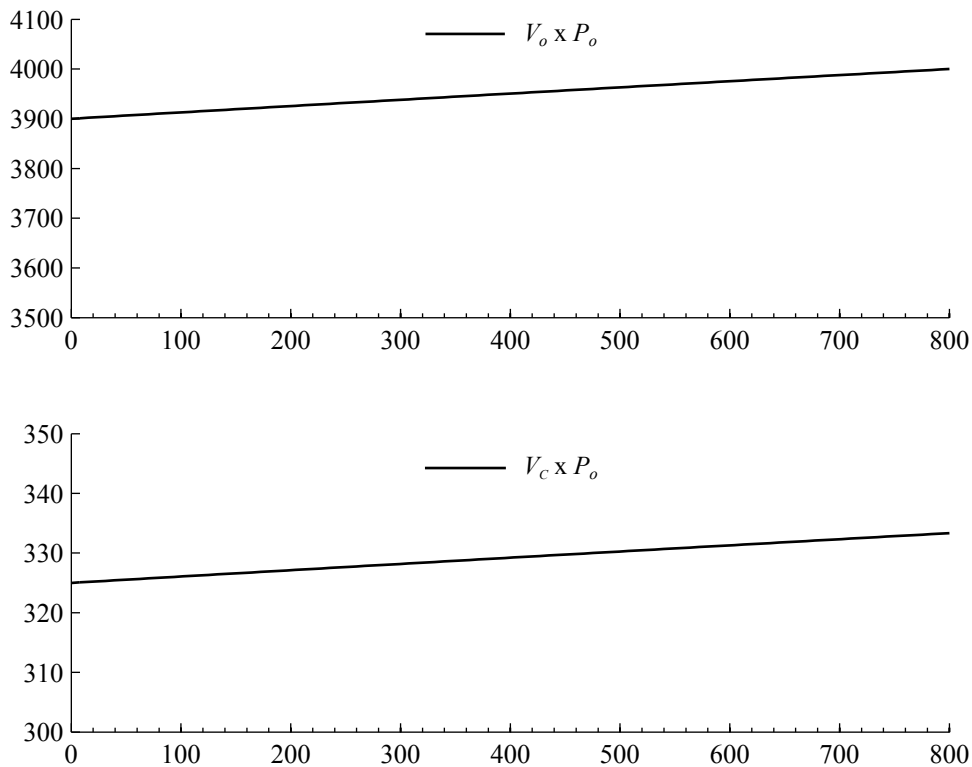
A partir da análise, é possível obter o circuito equivalente, aproximando a curva característica como sendo nula, no intervalo $0\text{ V} \leq V_{AK} < 3\,900\text{ V}$ e como sendo uma reta que intercepta os pontos $[3\,900; 0]$ e $[4\,900; 1,2]$ no intervalo $V_{AK} > 3\,900\text{ V}$. A partir da análise do circuito equivalente, em modo não oscilatório, tem-se que $R_{MNO} = \infty\Omega$, ou seja, neste modo de operação o magnetron pode ser considerado como um circuito aberto. Já no modo oscilatório, $V_{MAG} = 3\,900\text{ V}$ e a resistência R_{MO} , pode ser calculada por:

$$R_{MO} = \frac{4\,500 - 3\,900}{1,2} = 500\ \Omega \quad (3.1)$$

A partir da análise entre a tensão de saída e a tensão no barramento CC em função do grampeamento indireto, comentado anteriormente, para esta carga é possível obter o Gráfico

3.2. No gráfico é possível verificar a pequena margem de atuação na tensão do barramento CC, o que dificulta um controle da potência pela tensão total do barramento e torna mais atrativa a utilização de uma fonte de corrente na entrada para este fim.

Gráfico 3.2 – (a) Relação entre a potência de saída e a Tensão de saída. (b) Relação entre a potência de saída e a tensão em cada capacitor do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para obtenção da resistência do filamento, R_f foi aplicada uma tensão eficaz de 3 V no mesmo, o que ocasionou uma corrente de 11,16 A no dispositivo. Assim, a resistência pode ser calculada pela lei do Ohm:

$$R_f = \frac{3}{11,16} = 0,27 \Omega \quad (3.2)$$

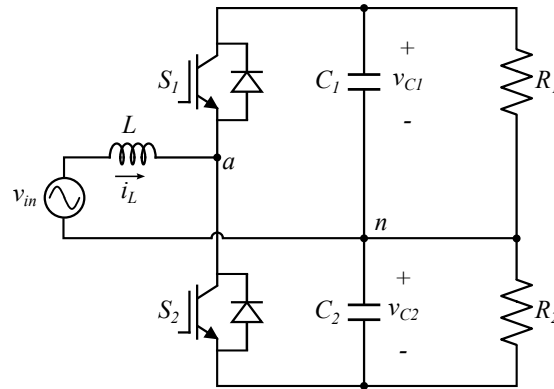
3.3 RETIFICADOR MEIA-PONTE COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

3.3.1 Topologia e modulação

O circuito do retificador controlado (Figura 3.5) é composto pelos dispositivos semicondutores S_1 e S_2 , responsáveis por seu controle, o indutor L , responsável por reduzir a ondulação de corrente na entrada do sistema, e os capacitores de saída C_1 e C_2 , responsáveis por reduzir

a ondulação na tensão no barramento CC e conseqüentemente na entrada do conversor CC-CC isolado. Para simplificar a análise do retificador, o conversor CC-CC isolado foi considerado, de forma aproximada, como uma carga formada pelos resistores R_1 e R_2 .

Figura 3.5 – Circuito do retificador meia-ponte controlado.



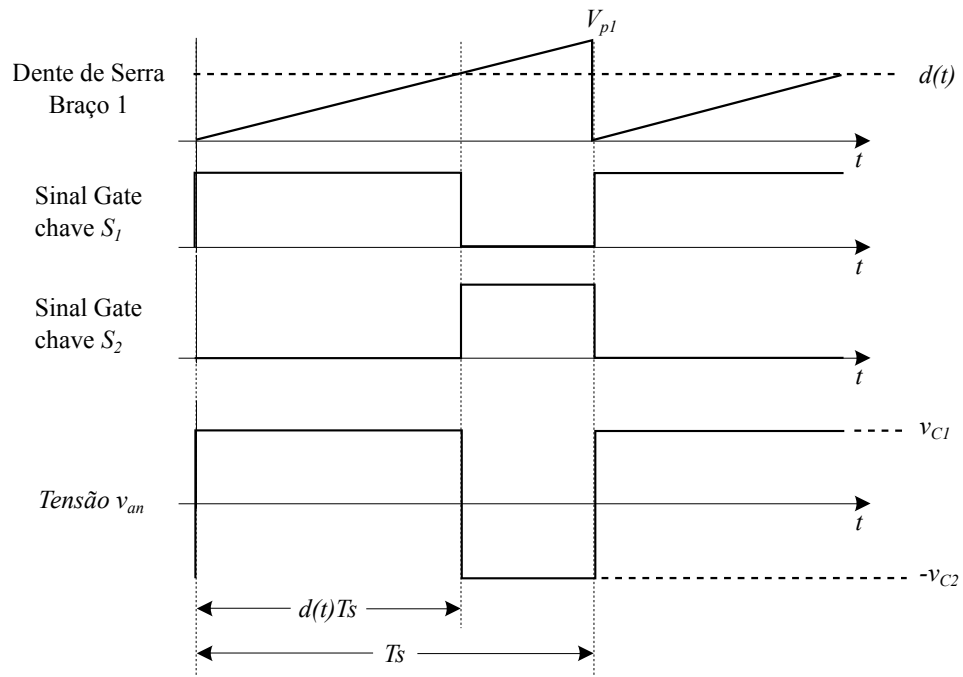
Fonte: Elaborado pelo autor.

Os sinais de comutação dos semicondutores S_1 e S_2 são do tipo PWM, gerados de forma complementar a partir da comparação de uma portadora do tipo dente de serra com amplitude V_{p1} e a razão cíclica $d(t)$ oriunda das malhas de controle. A amplitude da portadora é dada de acordo com a frequência de comutação f_s e a frequência de operação do microcontrolador f_m , seguindo a relação $V_{p1} = f_m/f_s$. A razão cíclica no microcontrolador, dessa forma, pode variar de 0 a V_{p1} . O Gráfico 3.3 apresenta os sinais de comutação e a tensão v_{an} no retificador.

3.3.2 Etapas de operação

Para realização do controle da corrente e equilíbrio das tensões nos capacitores de saída do retificador meia-ponte é necessário que a tensão sobre cada um dos capacitores, C_1 e C_2 , seja maior do que a tensão de entrada $v_{in}(t)$. Caso $v_{C1}(t) < v_{in}(t)$ ou $v_{C2}(t) < v_{in}(t)$ os diodos em antiparalelo existentes nos semicondutores são polarizados diretamente e entram em condução, eliminando a controlabilidade do sistema. Desta forma deve existir um circuito de pré-carga dos capacitores de saída, antes da entrada em operação dos controladores. Durante a pré-carga os capacitores C_1 e C_2 são carregados a partir da condução dos diodos em antiparalelo nos semicondutores, com os sinais de comutação para ambas as chaves nulos. Um resistor é utilizado em série com o indutor de entrada de forma a minimizar a corrente de partida do conversor, até que a pré-carga seja finalizada.

O circuito com os capacitores pré-carregados, opera de forma assimétrica e possui basicamente duas etapas de operação.

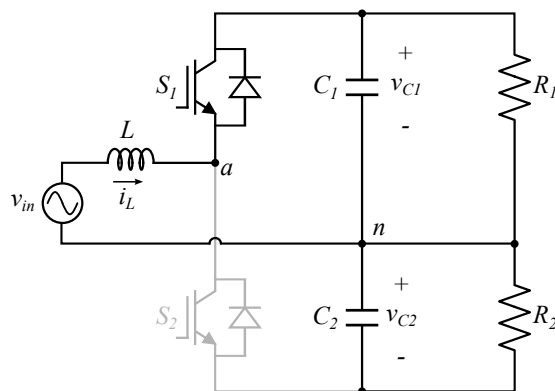
Gráfico 3.3 – Sinais de comutação e tensão v_{an} no retificador meia-ponte controlado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.1 Etapa 1

A etapa 1 ocorre no intervalo de tempo $t_0 \leq t < d(t)Ts$, quando a chave S_1 encontra-se fechada e a chave S_2 encontra-se aberta, resultando na tensão $v_{an} = v_{C1}$. Nesta etapa de operação, quando a tensão de entrada $v_{in}(t)$ é positiva, a corrente $i_L(t)$ passa pelo diodo em antiparalelo à chave S_1 . A Figura 3.6 evidencia em preto os elementos ativos na etapa 1.

Figura 3.6 – Etapa 1 do retificador meia-ponte controlado.

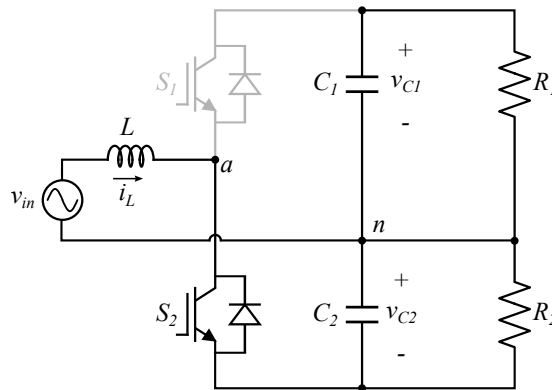


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.2 Etapa 2

A etapa 2 ocorre no intervalo de tempo $d(t)T_s \leq t < T_s$, quando a chave S_2 encontra-se fechada e a chave S_1 encontra-se aberta, resultando na tensão $v_{an} = -v_{C_2}$. Nesta etapa de operação, quando a tensão de entrada $v_{in}(t)$ é negativa, a corrente $i_L(t)$ passa pelo diodo em antiparalelo à chave S_2 . A Figura 3.7 ilustra a etapa 2 do retificador, dando ênfase nos dispositivos ativos (em preto).

Figura 3.7 – Etapa 2 do retificador meia-ponte controlado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

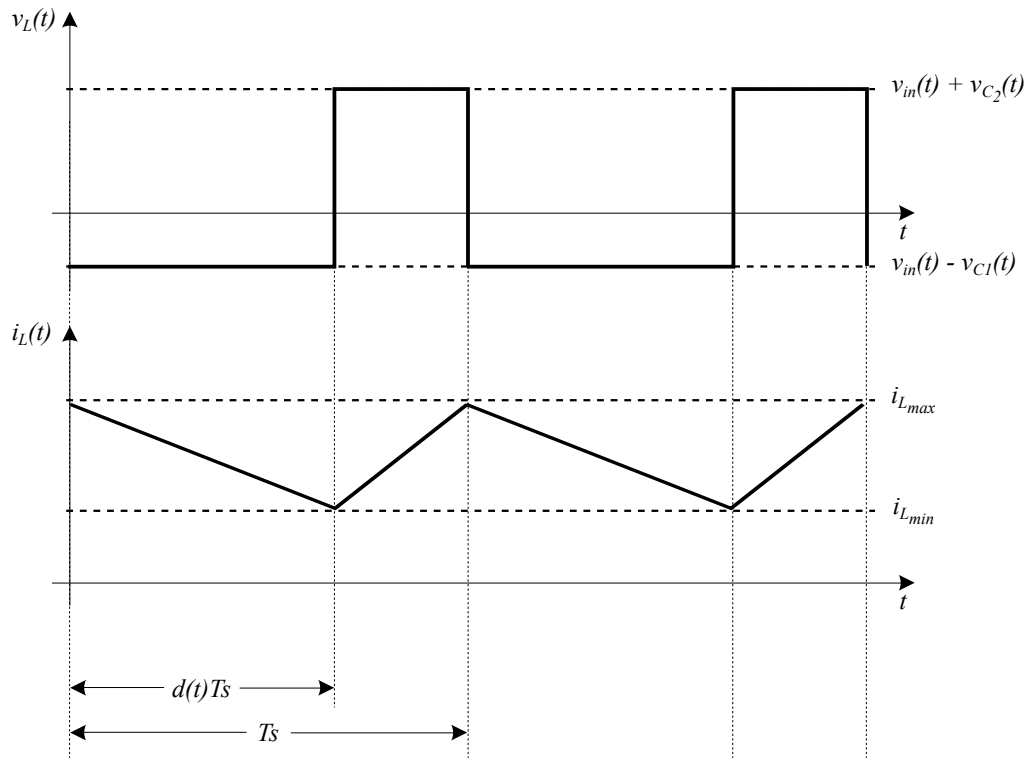
3.3.3 Análise do comportamento da corrente no indutor

A forma de onda da corrente $i_L(t)$ basicamente é constituída por um sinal em baixa frequência que, de acordo com as malhas de controle, possui a frequência da fonte de alimentação $v_{in}(t)$ e a ondulação na frequência de chaveamento. o Gráfico 3.4 ilustra a tensão e a corrente no indutor L , em um determinado instante de tempo, considerando sua componente de alta frequência.

Realizando a análise do retificador em um período de comutação T_s , é possível observar que durante a etapa 1, a tensão no indutor é dada por $v_{in}(t) - v_{C_1}(t)$ e a corrente $i_L(t)$ possui derivada negativa pelo intervalo de tempo $d(t)T_s$. Na segunda etapa, a tensão no indutor é dada por $v_{in}(t) + v_{C_2}(t)$ e a corrente i_L possui derivada positiva pelo intervalo de tempo $[1 - d(t)]T_s$. Durante a primeira etapa, a corrente $i_L(t)$ é dividida entre o capacitor C_1 e a carga R_1 . Já na etapa 2 a corrente $i_L(t)$ se divide entre o capacitor C_2 e a carga R_2 .

3.3.4 Análise do comportamento da razão cíclica

A partir da análise do balanço de energia no indutor L , em regime permanente, é possível obter a equação que descreve o comportamento da razão cíclica no retificador meia-ponte.

Gráfico 3.4 – Tensão e corrente no indutor L .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando que a tensão média no indutor em um período de comutação é igual a zero, tem-se:

$$[v_{in}(t) - v_{C1}(t)]d(t)T_s + [v_{in}(t) + v_{C2}(t)] \cdot [1 - d(t)]T_s = 0 \quad (3.3)$$

Isolando $d(t)$ na equação é possível obter:

$$d(t) = \frac{v_{C2}(t) + v_{in}(t)}{v_{C1}(t) + v_{C2}(t)} \quad (3.4)$$

Considerando que a tensão de entrada é aproximada fundamentalmente por uma cossenoide com valor de pico V_p e frequência ω , ou seja, $v_{in}(t) = V_p \cdot \cos(\omega t)$, e que em regime permanente $v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = 0,5 V_t$, tem-se:

$$d(t) = \langle d(t) \rangle = 0,5 + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{V_t} \quad (3.5)$$

De acordo com as aproximações realizadas, o sinal da razão cíclica $d(t)$ é constituído de um nível CC de 0,5 somado a uma cossenoide com amplitude V_p/V_t , que relaciona os níveis de tensão de entrada e saída do retificador meia-ponte.

3.3.5 Projeto do indutor L

O projeto de um indutor é realizado de acordo com o comportamento da sua tensão e da sua corrente. A ondulação na frequência de comutação pode ser aproximada linearmente por:

$$\Delta i_L = \frac{v_L(t)\Delta t}{L} \quad (3.6)$$

Como identificado anteriormente, nas etapas de operação do conversor, na etapa 1 a corrente possui variação negativa e acontece a magnetização do indutor. Utilizando esta etapa para projeto do indutor, assumindo que $v_{C_1}(t) = v_{C_2}(t) = v_C(t)$ onde $v_L = v_{in}(t) - v_C(t)$, e $\Delta t = d(t)T_s$, tem-se:

$$\Delta i_L = -\frac{[v_{in}(t) - v_C(t)]d(t)T_s}{L} \quad (3.7)$$

onde o sinal negativo é oriundo da variação negativa na etapa de operação utilizada.

Substituindo $d(t)$, por seu valor aproximado, obtido na equação (3.5), e assumindo que a tensão de entrada é aproximada fundamentalmente por uma cossenoide, ou seja, $v_{in}(t) = V_p \cdot \cos(\omega t)$ e que o barramento encontra-se equilibrado e em regime permanente, ou seja, $V_C = 0,5V_t$, tem-se:

$$\Delta i_L = -\frac{1}{Lf_s} \left[V_p \cdot \cos(\omega t) - \frac{V_t}{2} \right] \left[\frac{1}{2} + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{V_t} \right] \quad (3.8)$$

A partir da resolução da equação 3.8 é possível obter:

$$\Delta i_L = -\frac{1}{Lf_s} \left[\frac{V_p^2 \cdot \cos^2(\omega t)}{V_t} - \frac{V_t}{4} \right] \quad (3.9)$$

Analisando matematicamente esta equação é possível verificar que a variação da corrente Δi_L é máxima quando $\omega t = k\pi/2$, sendo $k = 1, 2, 3, \dots$, ou seja, nos cruzamentos da tensão $v_{in}(t)$ por zero, quando $\cos^2(\omega t) = 0$. Assumindo a tensão do barramento máxima V_{tMAX} , como pior caso de operação, dessa forma é possível dizer que:

$$\Delta i_{LMAX} = \frac{V_{tMAX}}{4Lf_s} \quad (3.10)$$

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do indutor de entrada do retificador meia-ponte.

Descrição	Valor
Frequência de operação	$f_s = 24 \text{ kHz}$
Tensão CC máxima no barramento	$V_{tMAX} = 800 \text{ V}$
Variação máxima de Corrente	$\Delta i_{LMAX} = 1 \text{ A}$

O projeto do indutor L na entrada do retificador foi realizado baseado nos parâmetros existentes na Tabela 3.1. A partir do cálculo numérico foi possível obter o valor $L = 8,33 \text{ mH}$.

Com o retificador operando na potência máxima $P_o = 800$ W, assumindo a tensão máxima no barramento CC, tem-se uma ondulação de 8,83% na corrente i_L em relação ao valor de pico para alimentação eficaz mínima, igual a 100 V e 21,21% para alimentação eficaz máxima, igual a 240 V .

3.3.6 Projeto dos capacitores C_1 e C_2

Para cálculo dos capacitores C_1 e C_2 é possível utilizar as equações dinâmicas médias de tensão em tais elementos. Estas equações serão obtidas detalhadamente no Capítulo 4 e são apresentadas abaixo:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{C_1} \langle i_L(t) \rangle \langle d(t) \rangle - \frac{1}{R_1 C_1} \langle v_{C_1}(t) \rangle \quad (3.11)$$

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = -\frac{1}{C_2} \langle i_L(t) \rangle + \frac{1}{C_2} \langle i_L(t) \rangle \langle d(t) \rangle - \frac{1}{R_2 C_2} \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (3.12)$$

Considerando que a corrente, é aproximada fundamentalmente por uma cossenoide e está em fase com a tensão, ou seja, que o fator de potência é unitário, e que as cargas R_1 e R_2 são iguais, é possível dizer que a corrente média, em um período de comutação, é:

$$\langle i_L(t) \rangle = I_p \cdot \cos(\omega t) \quad (3.13)$$

onde I_p é o valor de pico da corrente e ω a frequência fundamental da rede expressa em radianos.

Substituindo o valor da corrente média nas equações dinâmicas das tensões nos capacitores tem-se:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \frac{I_p \cdot \cos(\omega t)}{C_1} \langle d(t) \rangle - \frac{1}{R_1 C_1} \langle v_{C_1}(t) \rangle \quad (3.14)$$

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = \frac{I_p \cdot \cos(\omega t)}{C_2} (\langle d(t) \rangle - 1) - \frac{1}{R_2 C_2} \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (3.15)$$

De forma simplificada, sem resolver as equações diferenciais acima, é possível obter o comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 . Para isso, deve-se realizar a análise das equações, a partir de pequenos passos de simulação, assumindo que a variação entre um ponto e outro de simulação é linearmente dada por:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \frac{\langle v_{C_1}(t_0 + \Delta t) \rangle - \langle v_{C_1}(t_0) \rangle}{\Delta t} = \frac{\langle v_{C_1}(t) \rangle - \langle v_{C_1}(t_0) \rangle}{T_s} \quad (3.16)$$

e

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = \frac{\langle v_{C_2}(t) \rangle - \langle v_{C_2}(t_0) \rangle}{\Delta t} = \frac{\langle v_{C_2}(t) \rangle - \langle v_{C_2}(t_0) \rangle}{T_s} \quad (3.17)$$

Dessa forma, as tensões nos capacitores, com $\langle d(t) \rangle$ sendo substituído por seu valor

obtido anteriormente, são dadas pelas seguintes equações:

$$\langle v_{C_1}(t) \rangle = \left[\frac{R_1 C_1}{R_1 C_1 + T_s} \right] \cdot \left[\left(\frac{I_p \cdot \cos(\omega \cdot t)}{2C_1} + \frac{I_p \cdot V_p \cdot \cos^2(\omega \cdot t)}{V_t} \right) T_s + \langle v_{C_1}(t_0) \rangle \right] \quad (3.18)$$

$$\langle v_{C_2}(t) \rangle = \left[\frac{R_2 C_2}{R_2 C_2 + T_s} \right] \cdot \left[\left(-\frac{I_p \cdot \cos(\omega \cdot t)}{2C_2} + \frac{I_p \cdot V_p \cdot \cos^2(\omega \cdot t)}{V_t} \right) T_s + \langle v_{C_2}(t_0) \rangle \right] \quad (3.19)$$

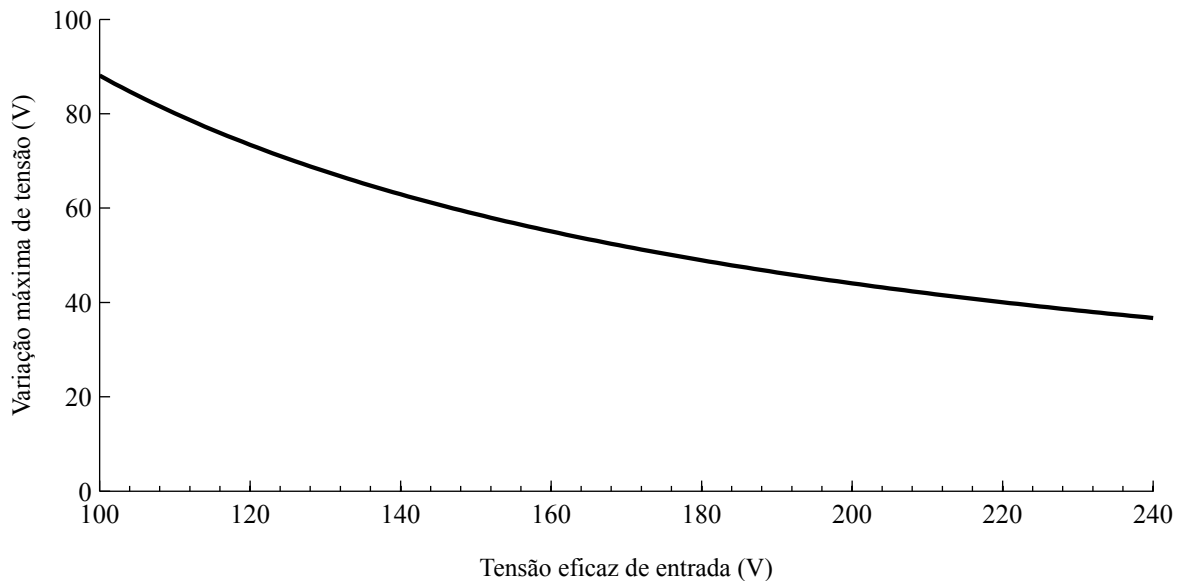
A partir de um algoritmo de simulação das equações obtidas, onde o passo de simulação é pequeno e t_0 , a cada interação, recebe o valor de tempo do ciclo anterior, é possível obter o comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 . O projeto dos capacitores C_1 e C_2 é baseado nos parâmetros existentes na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros de projeto dos capacitores de saída do retificador meia-ponte.

Descrição	Valor
Tensão RMS de entrada	$V_{in_{RMS}} = 100 \text{ V a } 240 \text{ V}$
Potência máxima de saída	$P_{o_{MAX}} = 800 \text{ W}$
Frequência de operação	$f_s = 24 \text{ kHz}$
Tensão total na saída do conversor	$V_t = 700 \text{ V}$

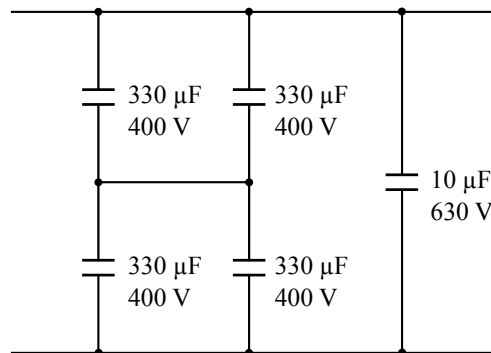
A partir da análise do pior caso de operação, quando a potência de saída é máxima e a ondulação das tensões no barramento é, em função disso, a maior possível a curva ilustrada no Gráfico 3.5, utilizando os capacitores C_1 e C_2 , ambos, iguais a $340 \mu\text{F}$, pode ser obtida. No gráfico a variação máxima de tensão sobre cada um dos capacitores, que é a mesma em regime permanente, em função da tensão eficaz de entrada é apresentada.

Gráfico 3.5 – Variação máxima da tensão v_{C_1} ou v_{C_2} em regime permanente em função da tensão eficaz de entrada.



O arranjo de capacitores foi definido em função da corrente eficaz em tais elementos, que verificada a partir de simulação, possui valor máximo próximo a 6 A. Desta forma, para cada um dos dois capacitores o arranjo mostrado na Figura 3.8 foi implementado. Foram utilizados para compor o barramento, capacitores eletrolíticos de $330\ \mu\text{F}/400\text{V}$ que suportam uma corrente eficaz de 3,1 A a 40°C e capacitores de poliéster de $10\ \mu\text{F}/630\text{V}$.

Figura 3.8 – Arranjo de capacitores para C_1 e C_2 .



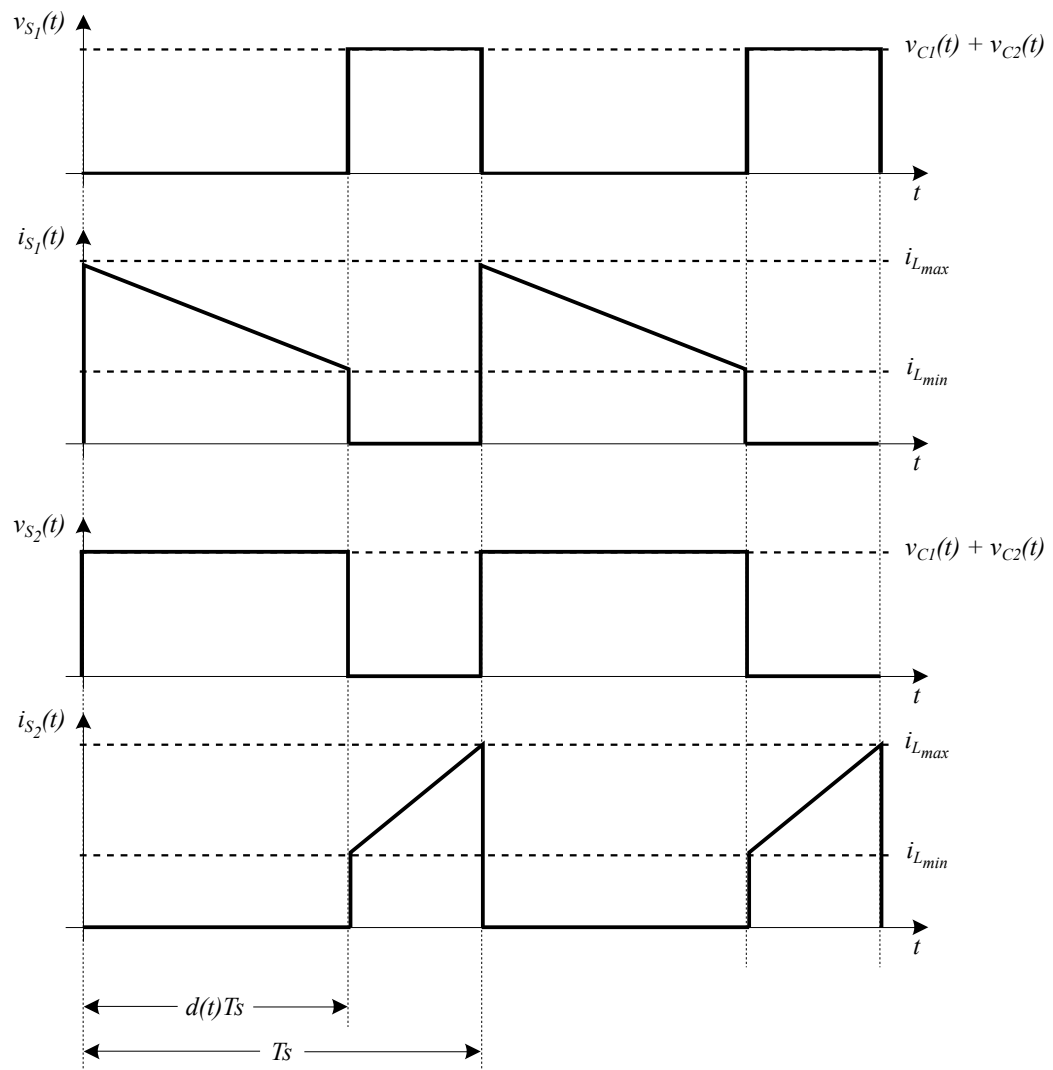
Fonte: Elaborado pelo autor.

Como o conversor CC-CC com dobrador de tensão na saída opera com razão cíclica fixa de 50 % e o retificador opera praticamente como uma fonte de corrente, a elevada variação de tensão nos capacitores do barramento não influencia no funcionamento do conversor CA-CC. O único ponto crítico a ser observado é que a ondulação de tensão nos capacitores não pode exceder os limites que deixam o retificador não controlável.

3.3.7 Projeto dos semicondutores S_1 e S_2

A tensão e a corrente em cada semicondutor do retificador meia-ponte pode ser visualizada no Gráfico 3.6. Quando qualquer um dos semicondutores encontra-se fechado, a tensão sobre ele é igual a tensão total do barramento CC, ou seja, $v_{C_1} + v_{C_2}$, dessa forma, os semicondutores escolhidos devem suportar tal tensão. Assumindo uma tensão máxima de 800 V no barramento CC do protótipo, para operar com segurança, o semicondutor a ser utilizado deve suportar 1200 V.

O semicondutor IGBT deve, ainda, suportar o valor médio da corrente que passa pelo mesmo em um período de comutação. Assumindo a potência máxima de entrada de 800 W e considerando a tensão eficaz mínima de 100 V na entrada do conversor, tem-se a maior corrente circulante em cada IGBT. A partir de simulação em software de circuitos elétricos foi possível verificar uma corrente média máxima em cada IGBT de 9,45 A, que acontece no período de comutação onde a corrente na entrada do retificador é máxima. Sendo assim, este deve ser considerado o valor mínimo que cada IGBT devem suportar.

Gráfico 3.6 – Tensão e corrente nos semicondutores S_1 e S_2 .

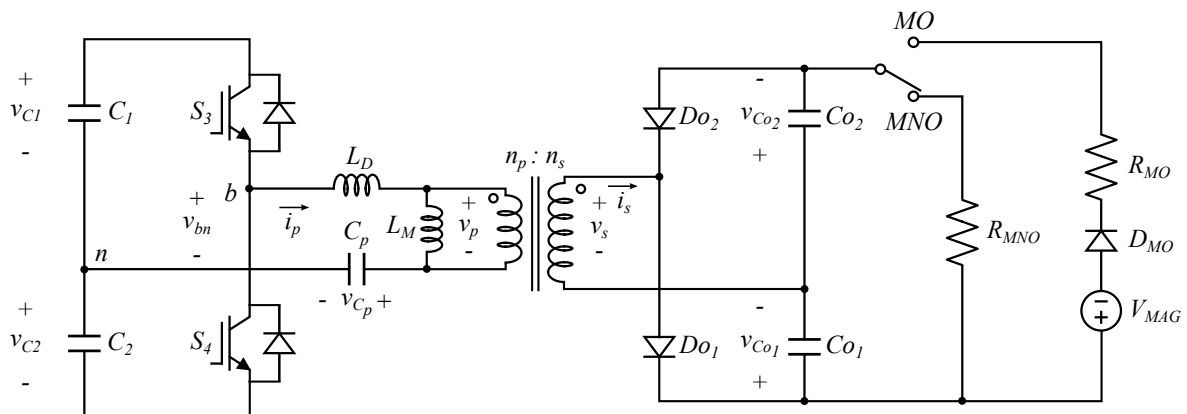
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4 CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE COM DOBRADOR DE TENSÃO NA SAÍDA

3.4.1 Topologia e modulação

O circuito do conversor CC-CC isolado com dobrador de tensão é ilustrado na Figura 3.9. Os dispositivos semicondutores S_3 e S_4 são responsáveis pela obtenção da tensão alterada em alta frequência v_{bn} . O transformador existente no circuito possui relação primário-secundário $n_p : n_s$ elevadora de tensão. A indutância L_D é a indutância de dispersão equivalente no primário do transformador e o capacitor C_p é utilizado para diminuir a o nível CC na entrada do transformador. O enrolamento secundário do transformador é responsável por alimentar um dobrador de tensão não controlado. As tensões de entrada v_{C_1} e v_{C_2} são as tensões de saída nos capacitores C_1 e C_2 do retificador e possuem tensão equilibrada, a partir do controle da tensão diferencial, em malha fechada.

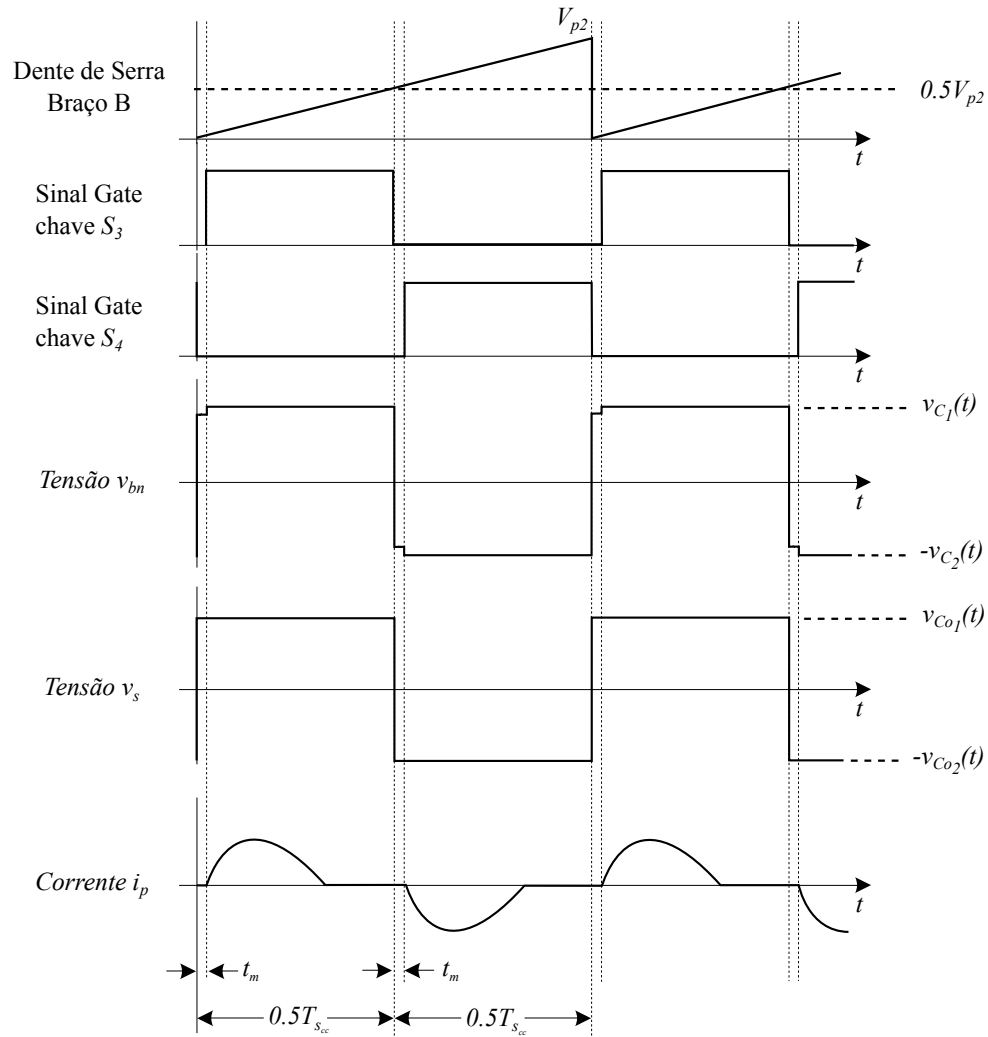
Figura 3.9 – Conversor CC-CC isolado com dobrador de tensão na saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os semicondutores S_3 e S_4 são comutados utilizando modulação por largura de pulso, com razão cíclica fixa e igual a 50 %. Os sinais são gerados de forma complementar a partir da comparação da razão cíclica com uma portadora do tipo dente de serra, com amplitude V_{p2} . A amplitude da portadora é definida pelas frequências de comutação e de operação do microcontrolador pela relação $V_{p2} = f_m / f_{scc}$. A razão cíclica, dessa forma, é definida por $V_{p2}/2$. Os sinais de comutação do conversor CC-CC, bem como a tensão v_{bn} e a tensão no secundário do transformador v_s , podem ser visualizados no Gráfico 3.7.

O circuito dobrador de tensão existente na saída é formado pelos diodos Do_1 e Do_2 e pelos capacitores Co_1 e Co_2 . Quando a corrente $i_p(t)$ é positiva, o diodo Do_2 encontra-se reversamente polarizado enquanto o diodo Do_1 encontra-se diretamente entrando em condução para carga do capacitor Co_1 . De forma complementar, quando a corrente $i_p(t)$ é negativa, o diodo Do_1 é reversamente polarizado e o diodo Do_2 é polarizado diretamente e entra em condução para carga do capacitor Co_2 . Como a razão cíclica é igual a 50 %, a tensão de

Gráfico 3.7 – Sinais de comutação e tensão v_{bn} do conversor CC-CC isolado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

saída, $v_O = v_{Co1} + v_{Co2}$, em regime permanente, é igual ao dobro da tensão no secundário do transformador.

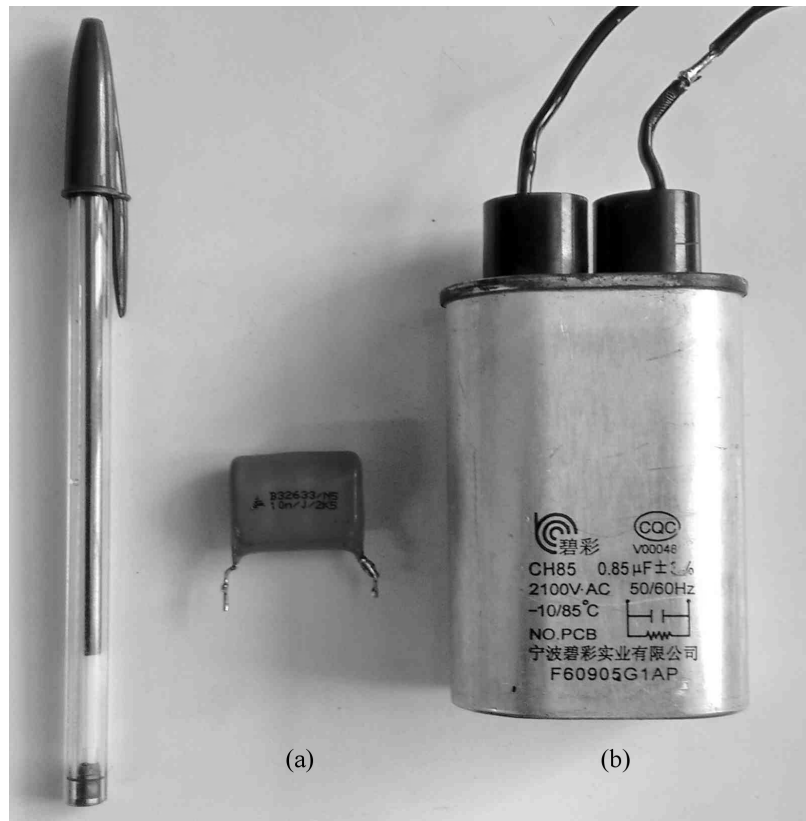
Na saída do dobrador de tensão está conectado o magnetron, que na Figura 3.9 é representado por seu circuito elétrico equivalente. Quando a tensão de saída, v_o , é maior do que a tensão de entrada em modo oscilatório, V_{MAG} , o circuito comuta do modo de operação MNO para o modo MO, alterando o comportamento da carga instantaneamente. Quando a tensão de saída é menor que V_{MAG} o magnetron praticamente não consome energia, devido ao elevado valor de R_{MNO} e, dessa forma, a tensão nos capacitores de saída cresce, até colocar o magnetron entre em modo oscilatório (considerando a escolha adequada do ganho de tensão do transformador).

Capacitores com elevado valor de capacitância e que suportem as tensões de operação do magnetron não são comumente encontrados no mercado. Para esta aplicação, capacitores especiais para utilização em fornos micro-ondas podem ser utilizados, como os mostrados na

Figura 3.10(b). Estes capacitores possuem capacitância em torno de $1 \mu\text{F}$ e suportam uma tensão alternada com valor eficaz em torno de 2100 V , porém, possuem elevado volume e custo relativamente elevado.

Uma opção mais simples e acessível é a utilização de capacitores de poliéster de múltiplas camadas (Figura 3.10(a)), com menor valor de capacitância. É bastante comum encontrar capacitores deste tipo com valores na faixa de 10 nF e que suportam até 3500 V de tensão. Com a utilização de pequenos capacitores, existe elevada variação de tensão na saída que, no caso do conversor CC-CC escolhido para acionamento do magnetron, provoca uma variação não linear na corrente de entrada do transformador. Como isso não influencia significativamente o funcionamento circuito, uma vez que o controle da tensão de saída não é aplicado, na implementação do protótipo este tipo de capacitor foi utilizado.

Figura 3.10 – Capacitores especiais para utilização em fornos micro-ondas. (a) Capacitor de poliéster de múltiplas camadas. (b) Capacitor CA de alta tensão.



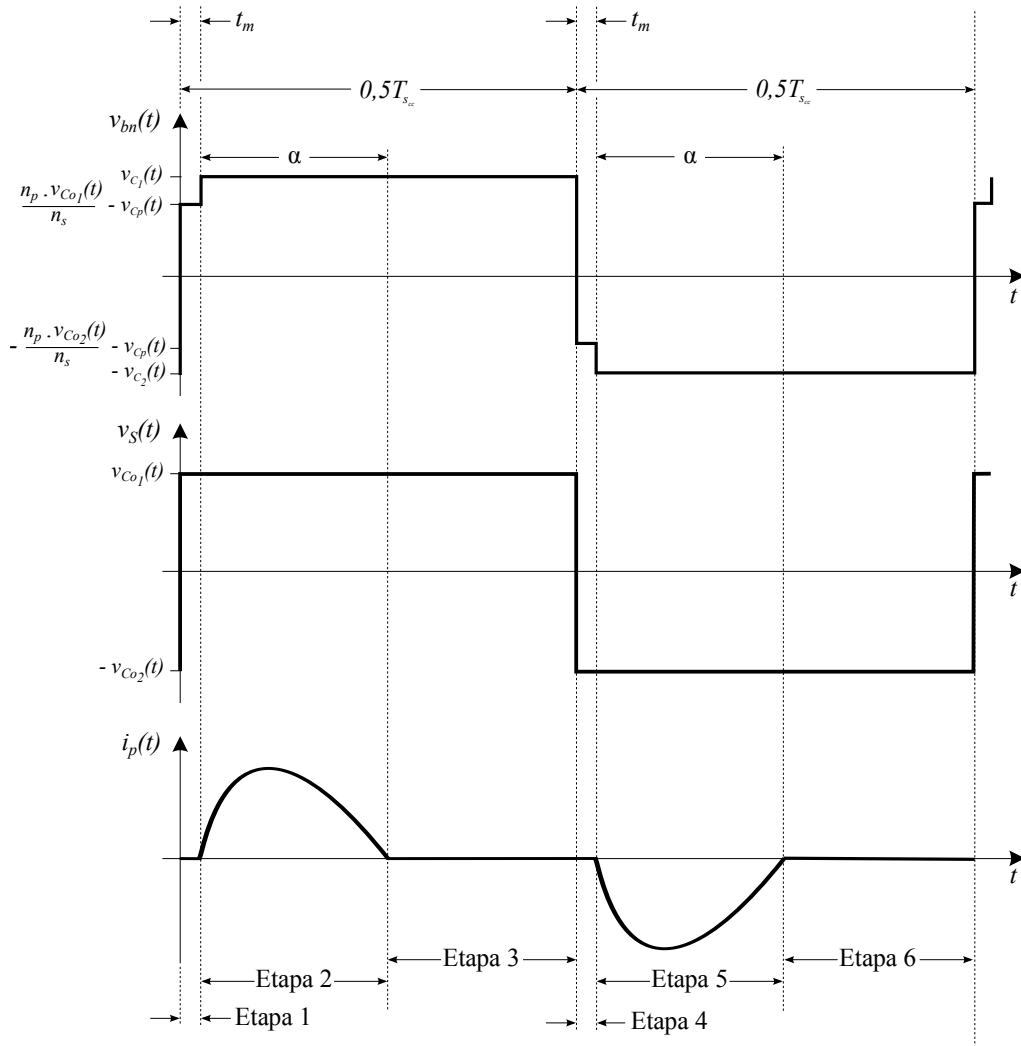
Fonte: Fotografia realizada pelo autor.

3.4.2 Etapas de operação

O conversor CC-CC isolado proposto possui basicamente 6 etapas de operação e opera em modo de condução descontínua (DCM). Este conversor opera ainda com comutação sobre

corrente nula (ZCS) de acordo com a escolha adequada do tempo morto de comutação entre as chaves. O Gráfico 3.8 ilustra as curvas das principais tensões e corrente no conversor CC-CC, onde se possibilita a visualização das etapas de operação.

Gráfico 3.8 – Sinais de corrente e tensão do conversor CC-CC isolado e as etapas de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

De acordo com a razão cíclica fixa e igual a 50 % e o capacitor auxiliar C_p , responsável por filtrar as componentes alternadas da corrente na entrada do transformador, obtém-se tanto tensão quanto corrente no primário do transformador simétricas. Esta característica permite a utilização de uma elevada densidade de fluxo magnético \mathbf{B} no projeto do transformador, e com isso a diminuição do tamanho do núcleo e volume dos enrolamentos. Esta característica é essencial no custo de fabricação e na implementação de um transformador de elevado ganho de tensão, onde a isolamento dos enrolamentos é crítica.

Para análise das etapas de operação, realizada nas subseções a seguir, é considerado que o ganho de tensão do transformador é grande o suficiente e que a tensão total de saída $v_o(t)$ é sempre maior do que V_{MAG} . Dessa forma o magnetron encontra-se sempre em modo oscilatório.

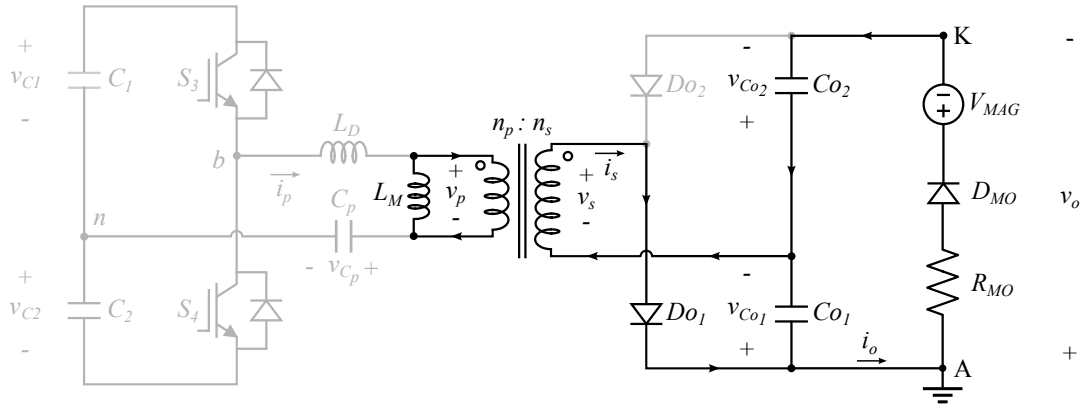
3.4.2.1 Etapa 1

A etapa 1 ocorre em $t_0 \leq t < t_0 + t_m$, quando ambas as chave S_3 e S_4 encontram-se abertas, em função do tempo morto existente na comutação. Nesta configuração, $i_p(t)$ é nula, e uma pequena corrente é fornecida pela indutância de magnetização L_M aos capacitores de saída. A figura 3.11 ilustra a etapa 1, com os elementos ativos evidenciados na cor preta.

Nesta etapa de operação a tensão v_{bn} , em função da corrente $i_p(t)$ ser nula, é dada por:

$$v_{bn}(t) = \frac{n_p \cdot v_{Co_1}(t)}{n_s} - v_{C_p}(t) \quad (3.20)$$

Figura 3.11 – Etapa 1 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante a etapa 1, o diodo Do_1 permite passagem da corrente $i_s(t)$ pois encontra-se diretamente polarizado e o diodo Do_2 encontra-se bloqueado por estar reversamente polarizado. O capacitor Co_1 é carregado e juntamente com o capacitor Co_1 , ambos alimentam o magnetron.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões é possível obter as equações diferenciais que definem as variações das corrente $i_p(t)$ e $i_{L_M}(t)$ na etapa 1:

$$\frac{d}{dt} i_p(t) = 0 \quad (3.21)$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_M}(t) = \frac{n_p v_{Co_1}(t)}{n_s L_M} \quad (3.22)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes é possível obter as equações dinâmicas das tensões nos capacitores:

$$\frac{d}{dt} v_{Co_1}(t) = \frac{i_{L_M}(t) \cdot n_p}{n_s \cdot Co_1} - \frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_1} \quad (3.23)$$

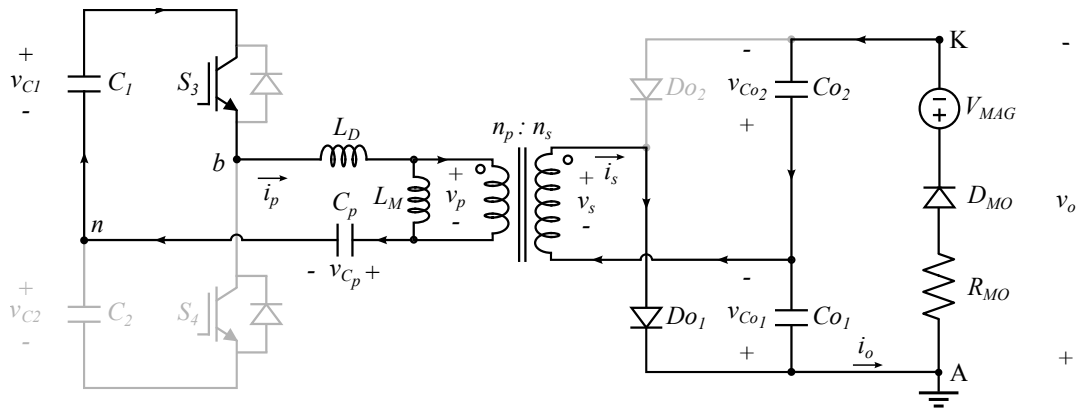
$$\frac{d}{dt} v_{Co_2}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_2} \quad (3.24)$$

$$\frac{d}{dt}v_{C_p}(t) = 0 \quad (3.25)$$

3.4.2.2 Etapa 2

A etapa 2 ocorre em $t_0 + t_m \leq t < t_0 + t_m + \alpha$, enquanto a chave S_3 encontra-se fechada e a chave S_4 encontra-se aberta. Nesta etapa de operação, a corrente $i_p(t)$ cresce até seu valor de pico e então decresce até se tornar nula, o que caracteriza o comportamento descontínuo da corrente no conversor CC-CC. A Figura 3.12 ilustra esta etapa de operação dando ênfase aos elementos ativos na etapa.

Figura 3.12 – Etapa 2 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O diodo Do_1 do dobrador de tensão na saída encontra-se diretamente polarizado e da caminho a corrente para carga do capacitor Co_1 , enquanto o diodo Do_2 encontra-se reversamente polarizado e em bloqueio. Ambos os capacitores de saída fornecem energia para o magnetron.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões é possível obter as equações diferenciais que definem as variações das corrente $i_p(t)$ e $i_{L_M}(t)$ nesta etapa:

$$\frac{d}{dt}i_p(t) = -\frac{n_p \cdot v_{Co_1}(t)}{n_s \cdot L_D} - \frac{v_{C_p}(t)}{L_D} + \frac{v_{C_1}(t)}{L_D} \quad (3.26)$$

$$\frac{d}{dt}i_{L_M}(t) = \frac{n_p \cdot v_{Co_1}(t)}{n_s \cdot L_M} \quad (3.27)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes é possível obter as equações dinâmicas das tensões de saída para a etapa 2:

$$\frac{d}{dt}v_{Co_1}(t) = \frac{[i_p(t) - i_{L_M}(t)]n_p}{n_s \cdot Co_1} - \frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_1} \quad (3.28)$$

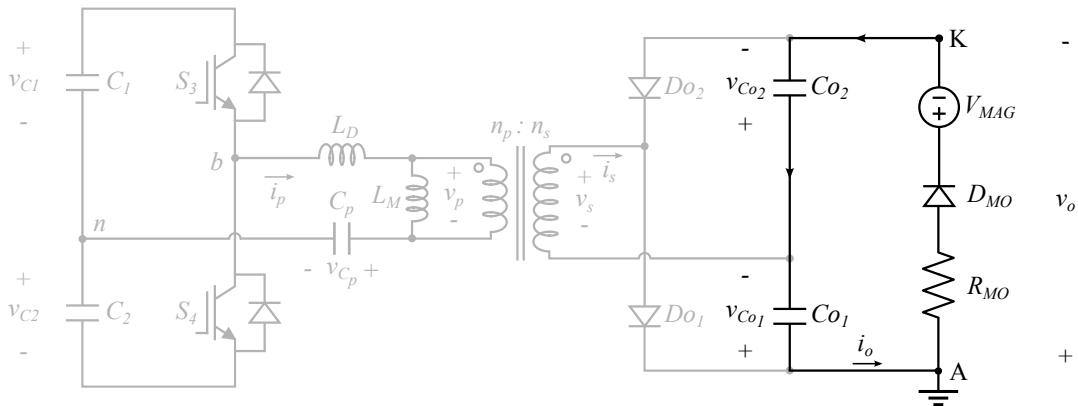
$$\frac{d}{dt}v_{Co_2}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO}C_{O_2}} \quad (3.29)$$

$$\frac{d}{dt}v_{C_p}(t) = \frac{i_L(t)}{C_p} \quad (3.30)$$

3.4.2.3 Etapa 3

A etapa 3 ocorre em $t_0 + t_m + \alpha \leq t < t_0 + 0,5T_{scc}$, quando a chave S_3 ainda se encontra em condução e a chave S_4 encontra-se aberta. Nesta etapa de operação, a corrente no indutor L_p é nula e a tensão $v_{bn}(t)$ é igual a tensão $v_{C_1}(t)$. O circuito equivalente para esta etapa de operação encontra-se traçado na cor preta na Figura 3.13. Nesta etapa somente os capacitores de saída mantêm o magnetron alimentado.

Figura 3.13 – Etapa 3 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações diferenciais que definem as variações de corrente e das tensões nos capacitores na etapa 3 são dadas por:

$$\frac{d}{dt}i_p(t) = 0 \quad (3.31)$$

$$\frac{d}{dt}i_{L_M}(t) = 0 \quad (3.32)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Co_1}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot C_{O_1}} \quad (3.33)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Co_2}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot C_{O_2}} \quad (3.34)$$

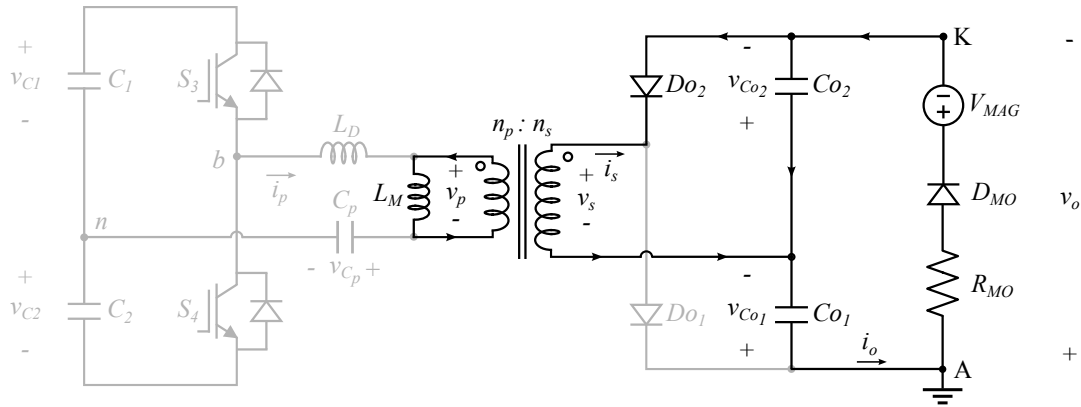
3.4.2.4 Etapa 4

A etapa 4 ocorre quando $t_0 + 0,5T_{scc} \leq t < t_0 + 0,5T_{scc} + t_m$ e inicia com as chave S_4 e S_3 abertas, em função do tempo morto existente na comutação. Nesta configuração, a corrente $i_p(t)$ é nula e a uma pequena corrente circula pela indutância de magnetização do transformador. A partir desta característica, a tensão $v_{bn}(t)$ é dada por:

$$v_{bn}(t) = -\frac{n_p \cdot v_{Co_2}(t)}{n_s} - v_{C_p}(t) \quad (3.35)$$

O circuito equivalente para a etapa 4 de operação está destacado em cor preta na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Etapa 4 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões é possível obter a equação diferencial que define a variação de corrente nesta etapa de operação:

$$\frac{d}{dt} i_p(t) = 0 \quad (3.36)$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_M}(t) = -\frac{n_p v_{Co_2}(t)}{n_s \cdot L_M} \quad (3.37)$$

As equações diferenciais que definem as variações das tensões nos capacitores na etapa 4 são dadas por:

$$\frac{d}{dt} v_{Co_1}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_1} \quad (3.38)$$

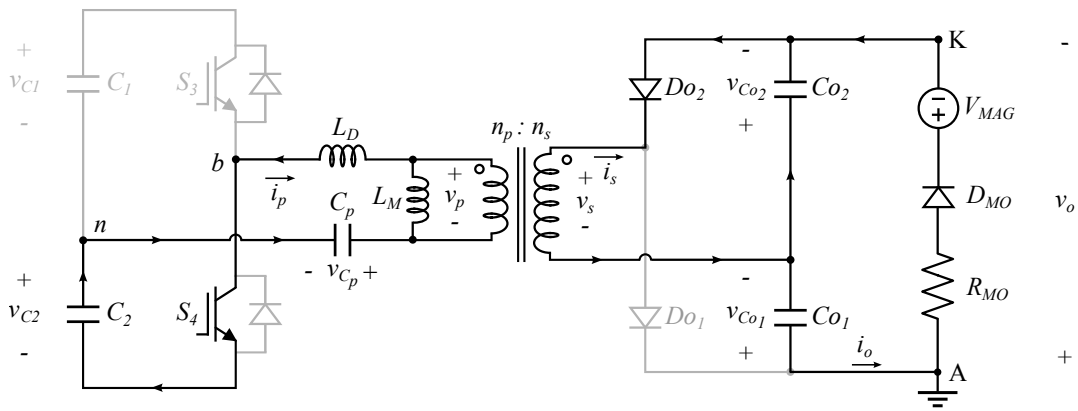
$$\frac{d}{dt} v_{Co_2}(t) = -\frac{i_{L_M}(t) \cdot n_p}{n_s \cdot Co_2} - \frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_2} \quad (3.39)$$

$$\frac{d}{dt} v_{C_p}(t) = 0 \quad (3.40)$$

3.4.2.5 Etapa 5

A etapa 5 ocorre em $t_0 + 0,5T_{scc} + t_m \leq t < t_0 + 0,5T_{scc} + t_m + \alpha$, enquanto a chave S_3 encontra-se aberta e a chave S_4 encontra-se em condução. Nesta etapa de operação, a corrente $i_p(t)$ possui a mesma característica que na etapa 2, porém com sentido contrário. Os elementos ativos nesta etapa de operação aparecem destacados em preto na Figura 3.15. Nesta etapa de operação o diodo de saída Do_2 encontra-se diretamente polarizado e permite a passagem da corrente $i_s(t)$, enquanto o diodo Do_1 encontra-se em bloqueio, por estar reversamente polarizado. Ambos os capacitores de saída permanecem alimentando o magnetron.

Figura 3.15 – Etapa 5 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações diferenciais que definem as variações das correntes $i_p(t)$ e $i_{L_M}(t)$ e das tensões dos capacitores na etapa 5 são dadas por:

$$\frac{d}{dt} i_p(t) = \frac{n_p \cdot v_{Co_2}(t)}{n_s \cdot L_D} - \frac{v_{C_p}(t)}{L_D} - \frac{v_{C_2}(t)}{L_D} \quad (3.41)$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_M}(t) = -\frac{n_p v_{Co_2}(t)}{n_s \cdot L_M} \quad (3.42)$$

$$\frac{d}{dt} v_{Co_1}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot C_{O_1}} \quad (3.43)$$

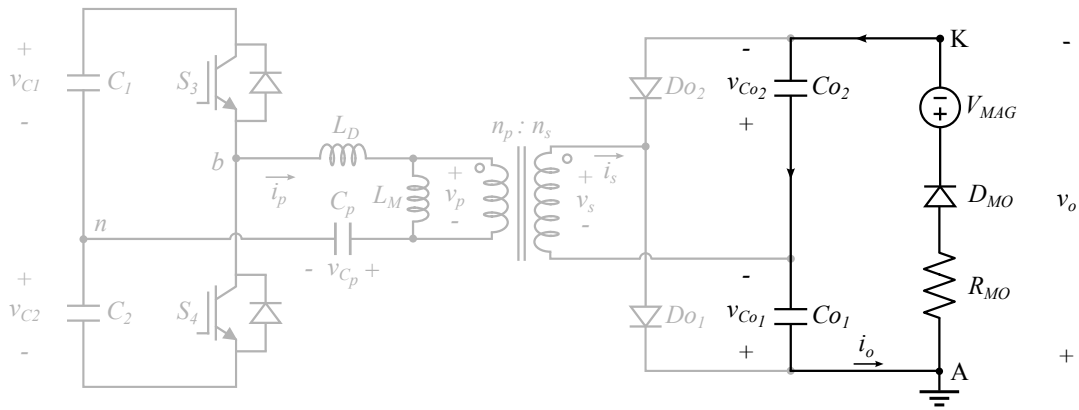
$$\frac{d}{dt} v_{Co_2}(t) = -\frac{[i_p(t) - i_{L_M}(t)]n_p}{n_s \cdot C_{O_2}} - \frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot C_{O_2}} \quad (3.44)$$

3.4.2.6 Etapa 6

A última etapa é a etapa 6. Nesta etapa, que ocorre em $t_0 + 0,5T_{scc} + t_m + \alpha \leq t < T_{scc}$, a chave S_4 continua em condução enquanto a chave S_3 encontra-se aberta. Nesta etapa

de operação, a corrente no indutor L_D é nula e a tensão $v_{bn}(t)$ é igual a $-v_{C_2}(t)$. O circuito equivalente para esta etapa de operação pode ser visualizado na Figura 3.16.

Figura 3.16 – Etapa 6 do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações diferenciais que definem as variações de corrente nesta etapa de operação são dadas por:

$$\frac{d}{dt}i_p(t) = 0 \quad (3.45)$$

$$\frac{d}{dt}i_{L_M}(t) = 0 \quad (3.46)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes é possível obter as equações dinâmicas das tensões nos capacitores:

$$\frac{d}{dt}v_{Co_1}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_1} \quad (3.47)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Co_2}(t) = -\frac{v_{Co_1}(t) + v_{Co_2}(t) - V_{MAG}}{R_{MO} \cdot Co_2} \quad (3.48)$$

3.4.3 Projeto do transformador de alta frequência

A tabela 3.3 ilustra os parâmetros utilizados para o projeto do transformador de alta frequência e alta tensão de saída.

Obtendo a potência de entrada em função da potência de saída e rendimento mínimo esperado do transformador, tem-se:

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 869,56 \text{ W} \quad (3.49)$$

Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do transformador de alta frequência.

$D = 0,5$	Razão cíclica
$P_o = 800 \text{ W}$	Potência de saída
$\eta = 0,92$	Rendimento mínimo esperado
$K_w = 0,7$	Fator de utilização da janela do núcleo
$K_p = 0,4$	Fator de utilização do primário
$\Delta B = 0,35 \text{ T}$	Varição máxima da densidade de fluxo magnético
$J = 450 \text{ A/cm}^2$	Densidade de corrente
$f_{scc} = 48 \text{ kHz}$	Frequência de operação
$V_p = 350 \text{ V}$	Tensão máxima no enrolamento primário
$V_o = 4\,200 \text{ V}$	Tensão CC máxima na saída do conversor

Fonte: Elaborado pelo autor.

Como a tensão de saída V_o é dada pela soma das tensões v_{Co1} e v_{Co2} consideradas equilibradas em função da simetria existente no conversor CC-CC, a tensão no enrolamento secundário do transformador pode ser expressa por:

$$V_s = \frac{V_o}{2} = 2\,100 \text{ V} \quad (3.50)$$

A tensão V_o foi escolhida com uma considerável margem de segurança de projeto, para garantir de que o conversor entregue uma tensão para o magnetron que consiga colocá-lo em modo oscilatório. Dessa forma, a corrente eficaz no secundário do transformador para a máxima potência, desconsiderando as perdas no circuito é expressa por:

$$I_s = \frac{P_o}{V_s} = 0,38 \text{ A} \quad (3.51)$$

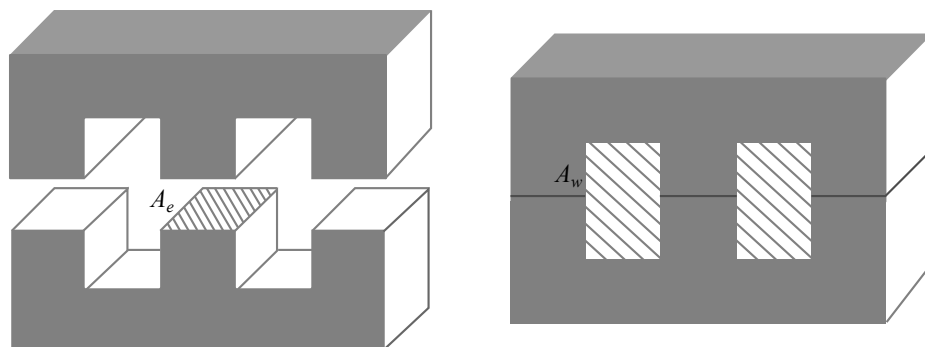


Figura 3.17 – Áreas do núcleo utilizadas no projeto.

Seguindo a metodologia encontrada em Rashid (1999), a escolha do núcleo é realizada através da expressão do produto das áreas do núcleo. Através deste produto a escolha é realizada por meio de consulta a catálogos de fabricantes de núcleos.

$$A_e A_w = \frac{D_{max} \cdot P_{in}}{K_w \cdot K_p \cdot B_{max} \cdot J \cdot f_{scc}} = 0,000822 m^4 = 8,22 cm^4 \quad (3.52)$$

onde:

- A_e é a área efetiva da perna central do núcleo, em m^2
- A_w é a área da janela do núcleo, em m^2
- $A_e A_w$ é o produto das áreas, em m^4 .
- B_{max} é dado por $0,5 \cdot \Delta B$. (considerando nível CC nulo na corrente do transformador)

Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrão de núcleos. O projeto normalmente considera o núcleo mais próximo do calculado que apresente valor maior que este. Devido a disponibilidade no laboratório, o núcleo escolhido foi o modelo NEE-65/33/26 fabricando pela Thornton Eletrônica Ltda. Conforme o catálogo do fabricante, o núcleo selecionado possui as seguintes especificações:

- $A_e = 0,05320 m^2 = 5,32 cm^2$
- $A_w = 0,0370 m^2 = 3,70 cm^2$
- $A_e A_w = 0,002914 m^4 = 19,68 cm^4$
- Material: IP12R com $B_{max} = 0,51$

O número de espiras no primário do transformador, segundo Erickson e Maksimovic (2001), pode ser determinado através da expressão:

$$n_p = \frac{\lambda_1}{2 \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (3.53)$$

onde λ_1 é a área da forma de onda da tensão sobre o primário do transformador durante o intervalo t_{on} .

Dessa forma,

$$n_p = \frac{V_p \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot \Delta B \cdot A_e} = 19,58 \approx 20 \quad (3.54)$$

Assim, o número de espiras no secundário pode ser encontrado por:

$$n_s = \frac{n_p \cdot V_s}{V_p} = 120 \quad (3.55)$$

Com a corrente eficaz no secundário e a relação de transformação é possível obter a corrente eficaz equivalente no primário:

$$I_p = \frac{I_s \cdot n_s}{n_p} = 2,29 A \quad (3.56)$$

Com a densidade de corrente e a corrente média equivalente em que cada enrolamento é possível determinar as áreas necessárias de cobre dos condutores primário e secundário:

$$A_p = \frac{I_p}{J} = 0,00509 \text{ cm}^2 \quad (3.57)$$

$$A_s = \frac{I_s}{J} = 0,00084 \text{ cm}^2 \quad (3.58)$$

Para escolher a secção transversal dos condutores é necessário levar em conta os efeitos pelicular e de proximidade. Levando em conta o efeito pelicular, pode-se calcular um diâmetro máximo para um fio cilíndrico, onde valores inferiores a este passam a tornar o efeito desprezível. O efeito pelicular depende da profundidade de penetração da corrente no condutor, que depende da frequência de operação. Esta profundidade de penetração pode ser determinada através da expressão:

$$\delta = \frac{C_T}{\sqrt{f_{sec}}} = 0,048 \text{ cm} \quad (3.59)$$

onde:

- δ é a profundidade de penetração da corrente num condutor, em cm;
- f_s é a frequência de operação, em Hz;
- $C_T = 7,5 \text{ m Hz}^{1/2}$ é uma constante que depende da temperatura e do material.

O próximo passo é calcular a área da secção do fio para o condutor ideal cilíndrico através da equação:

$$S_{ok} = \pi \cdot \delta^2 = 0,00736 \text{ cm}^2 \quad (3.60)$$

Para o enrolamento primário foi utilizado um fio condutor de cobre cilíndrico com área da seção transversal $S_{fio_p} = 0,00259 \text{ cm}^2$ (AWG 23) enquanto para o enrolamento secundário, foi utilizado o mesmo tipo de fio, com área da seção transversal $S_{fio_s} = 0,00102 \text{ cm}^2$ (AWG 27). O cálculo da quantidade de fios condutores elementares em paralelo requeridos no primário $n_{p_{pl}}$ e no secundário $n_{s_{pl}}$ é mostrada através das equações:

$$n_{p_{pl}} = \frac{A_p}{S_{fio_p}} = \frac{0,00509}{0,00259} = 1,96 \approx 2 \quad (3.61)$$

$$n_{s_{pl}} = \frac{A_s}{S_{fio_s}} = \frac{0,00084}{0,00102} = 0,82 \approx 1 \quad (3.62)$$

É importante verificar se os enrolamentos determinados anteriormente podem ser alojados na janela do núcleo. Através da equação abaixo é possível determinar a área total que os enrolamentos ocupam, com uma folga realizada pela divisão por um fator de 0,7 que prevê

imperfeições e espaços durante a bobinagem:

$$A_{tot} = \frac{n_p \cdot n_{ppl} \cdot S_{fio} + n_s \cdot n_{spl} \cdot S_{fio}}{0,7} = 0,292 \text{ cm}^2 \quad (3.63)$$

O fator K_u determina a ocupação da janela levando em consideração a sua área e a área ocupada pelos condutores:

$$K_u = \frac{A_{tot}}{A_w} = \frac{0,292}{3,70} = 7,89\% \quad (3.64)$$

Apesar do valor de K_u ser bastante baixo, o que indica que o núcleo pode ter seu volume reduzido, este valor auxilia na implementação de um transformador com elevada tensão de isolamento como o do projeto. A partir disso a confecção das bobinas primária e secundária é realizada a partir de uma ou poucas camadas, diminuindo a capacitância parasita no transformador.

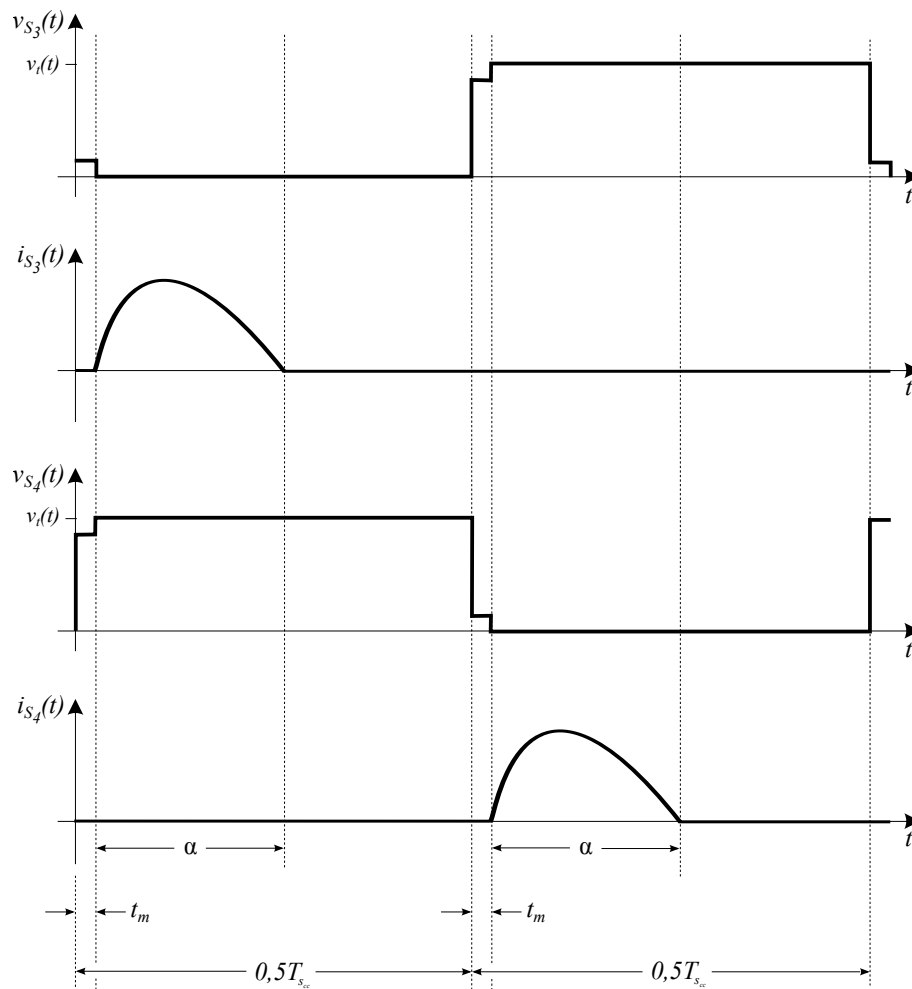
3.4.4 Projeto dos semicondutores S_3 e S_4

Para escolha dos semicondutores S_3 e S_4 é necessário conhecer os níveis de tensão e corrente sobre os mesmos. O gráfico 3.9 ilustra as curvas, em um período de comutação, necessárias para projeto.

Como é possível observar, a tensão sobre cada chave, quando as mesmas se encontram em estado de bloqueio, é igual a tensão total $v_t(t)$, exceto nas etapas de operação 2 e 4, quando a tensão sobre as chaves é a igual a tensão de um dos capacitores de saída refletida ao primário do transformador. Assumindo que o valor máximo da tensão no barramento CC é de 800 V e escolhendo semicondutores que suportem, por segurança, no mínimo uma tensão de 50% acima do máximo valor, chaves de 1200 V podem ser utilizadas na implementação do protótipo.

A soma das correntes em cada chave equivale a corrente no primário $i_p(t)$. Devido a característica simétrica de operação do conversor CC-CC, em função da razão cíclica fixa em 50 %, cada chave deve suportar metade do valor eficaz da corrente $i_p(t)$. Considerando a corrente eficaz no primário, calculada no projeto do transformador, a corrente média equivalente que circula sobre cada chave é igual a 1,145 A e esta deve ser a corrente mínima suportada pela chave.

Gráfico 3.9 – Tensão e corrente nas chaves do conversor CC-CC isolado.



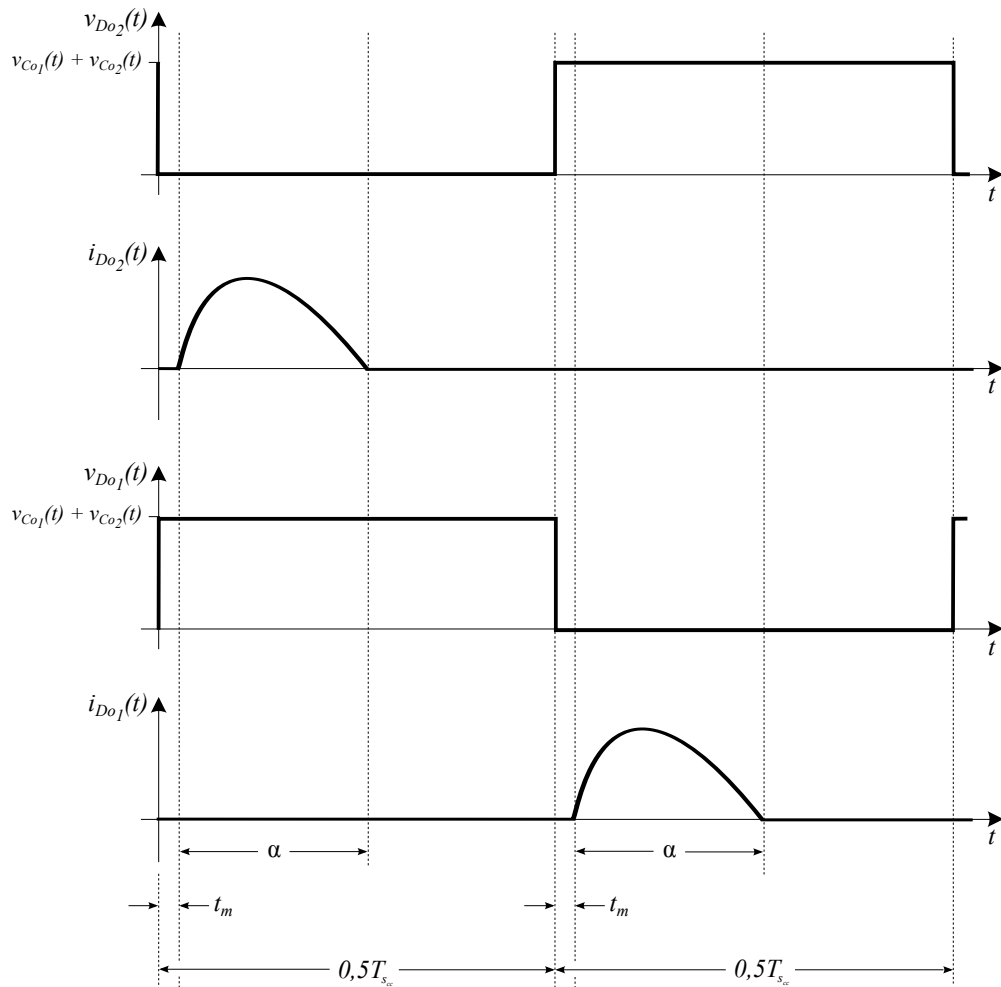
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4.5 Projeto dos diodos Do_1 e Do_2

Para o projeto dos diodos, Do_1 e Do_2 , as curvas de corrente e tensão nestes dispositivos são necessárias. O gráfico 3.10 ilustra as curvas em um período de comutação. Como é possível observar, a tensão sobre os diodos, quando os mesmos encontram-se em bloqueio é igual a soma das tensões nos capacitores de saída. Dessa forma, os dispositivos devem suportar a elevada tensão de operação do magnetron. Considerando o protótipo implementado, onde a tensão máxima de saída é de 4 200 V e assumindo uma margem de segurança de 50 %, por segurança, cada um dos diodos de saída deve suportar 6 300 V.

A soma das correntes sobre cada diodo é igual a corrente no secundário do transformador e devido a simetria, cada diodo é responsável por conduzir metade da corrente do secundário do transformador. Dado que a corrente no secundário é igual a corrente no primário refletida, para implementação do protótipo é considerada uma corrente média de 190,45 mA sobre cada diodo, valor mínimo que cada um deve suportar.

Gráfico 3.10 – Tensão e corrente nas nos diodos de saída do conversor CC-CC isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4.6 Projeto dos capacitores de saída C_{O_1} e C_{O_2}

Para projeto dos capacitores de saída é necessário conhecer a variação de tensão sobre estes elementos. Como comentado anteriormente, com a utilização de capacitores de poliéster de múltiplas camadas e conseqüentemente pequenos valores de capacitância, a variação de tensão sobre os capacitores de saída, em um período de comutação, é elevada, o que torna o projeto destes capacitores bastante difícil, devido as não linearidades ocasionadas.

O projeto de capacitores, normalmente está associado a escolha de uma variação máxima de tensão, o que não é o caso quando este tipo de escolha é realizada. O valor das capacitâncias dos capacitores de saída, portanto, foram escolhidos com base em valores comerciais disponíveis no mercado e validados em simulações, para utilização em *software* de simulação de circuitos elétricos. Resultados de simulação, bem como resultados experimentais, do conversor CC-CC isolado são apresentados no capítulo 5.

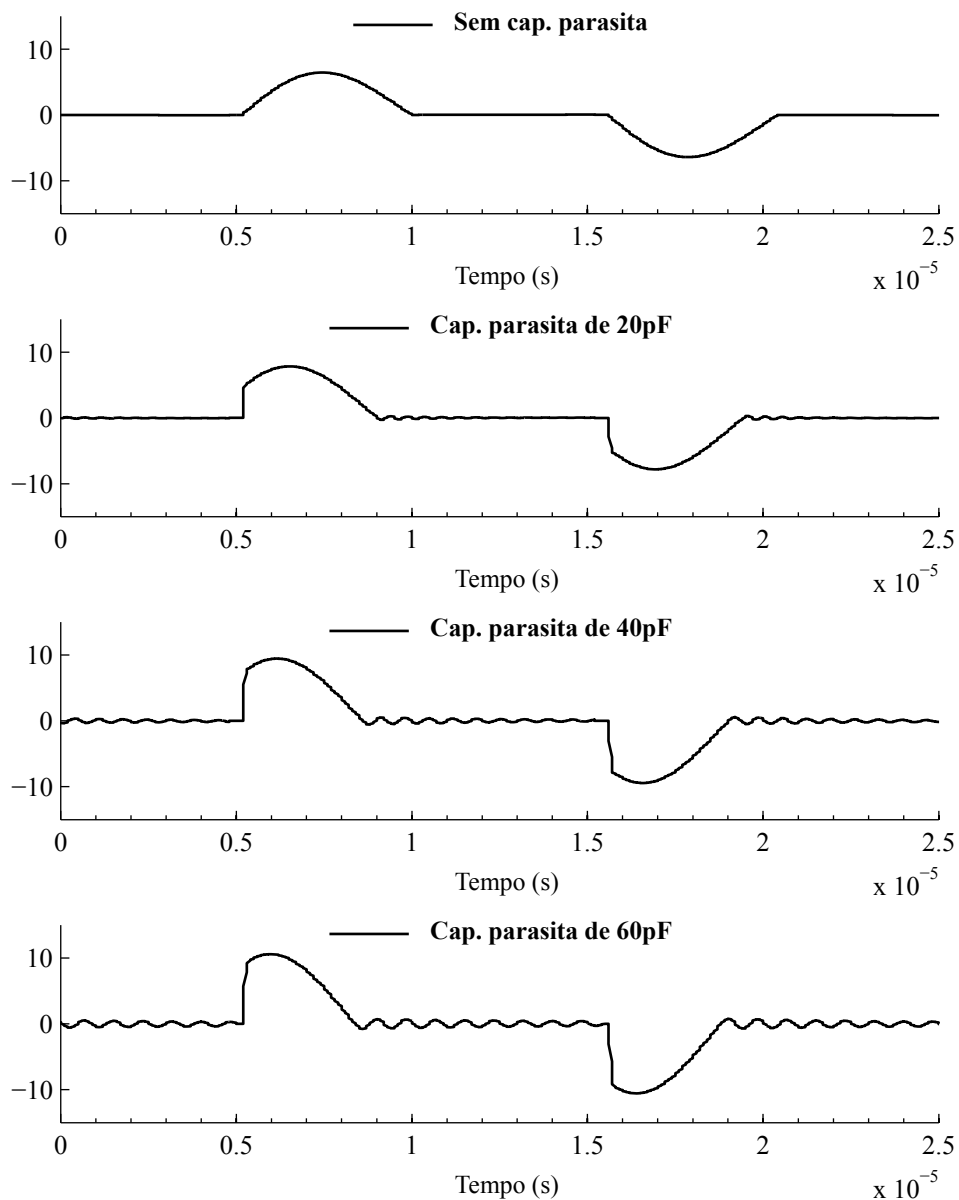
Assumindo que a tensão sobre cada capacitor é igual a metade da tensão de alimentação do magnetron, em função da simetria, cada capacitor é responsável por suportar uma tensão

máxima de 2 100 V. Assumindo uma margem de segurança de 50 % neste valor presumindo a elevada ondulação, cada capacitor deve suportar no mínimo 3 150 V.

3.4.7 Influência das capacitâncias parasitas nos diodos de saída e transformador

Apesar de não ter sido consideradas nas etapas do conversor CC-CC, as capacitâncias intrínsecas dos diodos de saída e do transformador afetam o comportamento da corrente $i_p(t)$. O gráfico 3.11 ilustra a influência da capacitância parasita equivalente dos componentes, colocada no secundário do transformador.

Gráfico 3.11 – Influência da capacitância parasita equivalente dos diodos de saída e transformador, posicionada no secundário do transformador, na corrente $i_p(t)$.



Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Como é possível observar, mesmo para pequenos valores de capacitância parasita, a corrente $i_p(t)$ sofre alteração no conversor CC-CC. Conforme a capacitância aumenta, a corrente $i_p(t)$ possui uma taxa mais abrupta de variação e um maior valor de pico. Desta forma é muito importante realizar a implementação do transformador utilizando técnicas para a diminuir as capacitâncias parasitas do dispositivo.

3.5 SUMÁRIO

Neste capítulo foi apresentada a topologia responsável pela alimentação do magnetron. A topologia é composta por um conversor CA-CC de elevado ganho de tensão, responsável pelo acionamento em alta tensão do magnetron e um circuito auxiliar de alimentação do filamento.

O conversor CA-CC é composto por um circuito retificador e um conversor CC-CC isolado, ambos do tipo meia-ponte. O retificador é responsável pelo controle em malha fechada da corrente de entrada e da tensão diferencial no barramento CC, enquanto o conversor CC-CC opera em malha aberta elevando a tensão para a saída do conversor.

O projeto dos elementos passivos e ativos do conversor CA-CC foi realizado, bem como a ilustração das etapas de operação de cada circuito. Os projetos são baseados no propósito de implementação de um protótipo de potência igual a 800 W e ilustrar seu funcionamento. Os dispositivos utilizados, foram escolhidos de acordo com a disponibilidade em laboratório e alguns, por este motivo, foram sobre-dimensionados. A tabela 3.4 ilustra os componentes utilizados. O projeto dos controladores, assim como a modelagem necessária, são apresentados no próximo capítulo.

Tabela 3.4 – Principais dispositivos utilizados na implementação do protótipo.

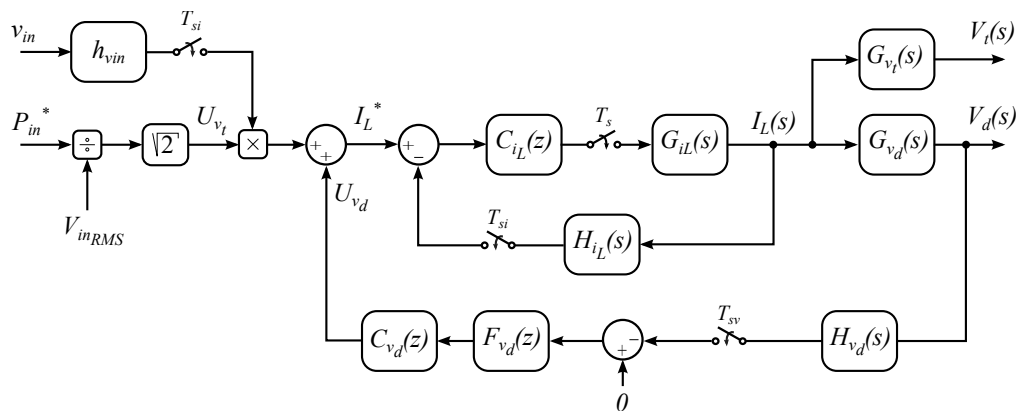
Dispositivo	Tensão max.	Corrente média max.
IGBT HGTG11N120CND	1200 V	43 A
Indutor Magmatec - 8 mH	-	15 A
Capacitores eletrolíticos de 330 uF	400 V	-
Capacitores de poliéster de 10 uF	630 V	-
Capacitor Multicamada 8,2 nF	3500 V	-
Diodo de alta tensão UX-C2B	6000 V	500 mA

4 ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Neste capítulo são apresentados o controle e a modelagem dos circuitos do conversor CA-CC. Na primeira seção, é apresentada a modelagem necessária para projeto dos compensadores, onde são obtidos os modelos matemáticos de pequenos sinais lineares e invariantes no tempo que descrevem seu comportamento no domínio da frequência em torno de um ponto de operação. Nesta seção também é abordado o projeto dos controladores digitais do retificador, onde a metodologia do plano w , apresentada em Ogata (1995), que permite que compensadores digitais sejam projetados a partir da utilização de técnicas convencionais de projeto de compensadores contínuos. O conversor CC-CC isolado opera em malha aberta com razão cíclica fixa e igual a 50 % e dessa forma não existem controladores para este circuito.

O sistema de controle do conversor é composto por duas malhas de controle. Uma malha interna responsável pelo controle da corrente no indutor de entrada e uma malha de controle da tensão diferencial nos capacitores C_1 e C_2 . A malha interna de corrente possui ação rápida e é projetada com uma banda passante no mínimo uma década acima da malha de controle de tensão diferencial. O diagrama de blocos representando as duas malhas de controle é apresentado na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Malhas de controle do conversor CA-CC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O sistema recebe o valor de referência de potência $P_{in}(t)^*$ e a partir desse valor calcula a amplitude de corrente necessária. Este cálculo é realizado pela divisão da potência de referência pela tensão eficaz de entrada e pela multiplicação do valor resultante por $\sqrt{2}$, considerando que a tensão é fundamentalmente formada por uma cossenoide. O valor de amplitude é então multiplicado pela medida da tensão de entrada v_{in} , escalonada em amplitude unitária pelo ganho h_{vin} , formando a referência de corrente $i_L(t)^*$.

A Figura 4.1 mostra que são necessários dois modelos matemáticos para o projeto dos compensadores. O primeiro modelo é $G_{iL}(s)$, que relaciona a corrente $I_L(s)$ e a razão cíclica

$D(s)$. O outro modelo necessário é $G_{v_d}(s)$, que relaciona a tensão diferencial $V_d(s)$ a corrente $I_L(s)$. Diferente do modelo tradicional de controle para este tipo de retificador, na malha de controle não existe realimentação da tensão total no barramento CC. O retificador atua como fonte de corrente e a tensão total no barramento CC é indiretamente grampeada, de acordo a tensão sobre o magnetron.

A malha de controle de corrente é controlada a partir do controlador $C_{i_L}(z)$. Esta lei de controle, para obter a correção do fator de potência, deve apresentar elevado ganho na frequência de operação da rede, de forma a rastrear a referência senoidal em fase com a tensão da rede com erro depressível em regime permanente. Por sua vez, o compensador de tensão diferencial é composto por um controlador proporcional integral em série com um filtro de médias móveis, que é empregado para redução da influência da ondulação de tensão nos capacitores nas malhas de controle. A malha de tensão diferencial é controlada por $C_{v_d}(z)$ e pelo filtro $F_{v_d}(z)$.

A medida de tensão diferencial é realizada periodicamente a cada T_{sv} segundos, sendo realimentada pelo filtro analógico de ganho unitário $H_{v_d}(s)$, cuja função é obter uma ação *anti-aliasing*. A corrente é amostrada periodicamente a cada T_{si} segundos e realimentada, passando pelo filtro analógico de ganho unitário H_{i_L} . A medida de tensão da rede, v_{in} é amostrada periodicamente na mesma frequência que a medida de corrente.

O controle do conversor é realizado em microcontrolador de ponto fixo de 32 bits. Dessa forma, na última seção deste capítulo, a implementação dos controladores utilizando aritmética de ponto fixo é abordada.

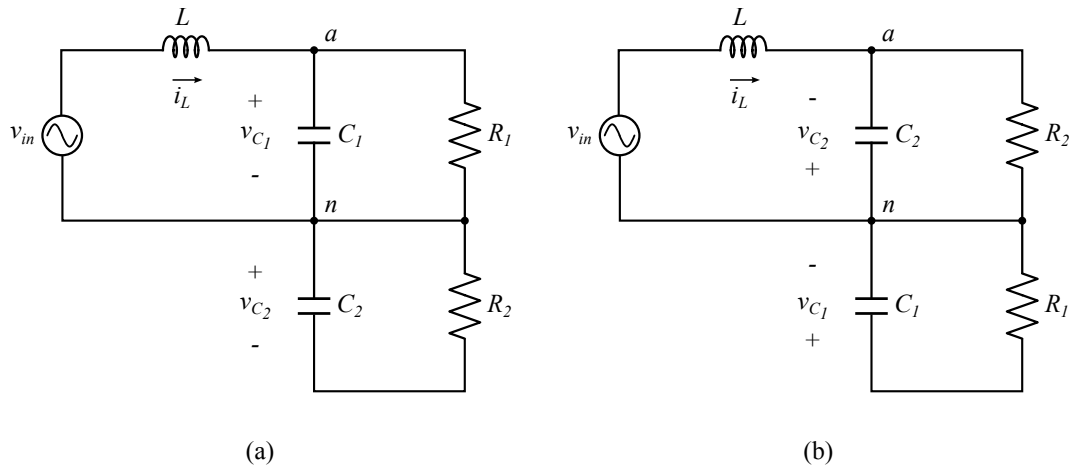
4.1 MODELO DINÂMICO DO RETIFICADOR MEIA-PONTE

Para obter os modelos no domínio da frequência $G_{i_L}(s)$ e $G_{v_d}(s)$ necessários para projeto dos controladores, foram adotadas as seguintes considerações:

- Todos os componentes do circuito são ideais;
- O intervalo de tempo entre a comutação das chaves S_1 e S_2 é zero, ou seja, não existe tempo morto entre a comutação das chaves;
- As condições iniciais das variáveis de estado, $i_L(t)$, $v_{C_1}(t)$ e $v_{C_2}(t)$ são nulas;
- Em função da elevada capacitância do barramento CC, os circuitos do retificador e do conversor CC-CC são dinamicamente desacoplados, o que possibilita que o conversor CC-CC seja aproximado por duas cargas R_1 e R_2 na saída do retificador.

Analisando as etapas de operação com base nas considerações apresentadas, é possível verificar que o retificador meia ponte possui duas etapas de operação, que definem o comportamento das variáveis de estado em um período de comutação. A figura 4.2 ilustra os circuitos simplificados de cada etapa.

Figura 4.2 – Circuito equivalente das etapas de operação do retificador meia ponte controlado. (a) Etapa 1: $t_0 < t \leq dT_s$. (b) Etapa 2: $dT_s < t \leq T_s$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A etapa 1 ocorre quando $t_0 < t \leq dT_s$ e seu circuito equivalente nesta etapa pode ser visualizado na Figura 4.2(a). Aplicando a lei de Kirchhoff da tensão é possível obter a equação diferencial que define a corrente no indutor L nesta etapa de operação:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t)}{L} - \frac{v_{C_1}(t)}{L} \quad (4.1)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes é possível obter, respectivamente, as equações diferenciais que define o comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 na primeira etapa de operação:

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C_1} - \frac{v_{C_1}(t)}{R_1 C_1} \quad (4.2)$$

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{v_{C_2}(t)}{R_2 C_2} \quad (4.3)$$

A etapa 2 ocorre quando $dT_s < t \leq T_s$. O circuito equivalente para esta etapa pode ser visualizado na Figura 4.2(b). Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões é possível obter a equação diferencial que define a corrente no indutor L nesta etapa:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t)}{L} + \frac{v_{C_2}(t)}{L} \quad (4.4)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes é possível obter as equações diferenciais que definem, respectivamente, o comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 na segunda etapa de operação:

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{v_{C_1}(t)}{R_1 C_1} \quad (4.5)$$

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{i_L(t)}{C_2} - \frac{v_{C_2}(t)}{R_2 C_2} \quad (4.6)$$

A partir das equações diferenciais associadas a cada etapa de operação, é possível descrever o comportamento dinâmico do sistema na forma de espaço de estados. Para a primeira etapa o sistema em espaço de estados é dado por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \cdot u(t) \quad \mathbf{y}_1(t) = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_1 \cdot u(t) \quad \text{Para : } t_0 < t \leq dT_s \quad (4.7)$$

Ou seja,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_d(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Da mesma forma para a segunda etapa, o sistema em espaço de estados é dado por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \cdot u(t) \quad \mathbf{y}_2(t) = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_2 \cdot u(t) \quad \text{Para : } dT_s < t \leq T_s \quad (4.10)$$

Ou seja,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_d(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Assumindo que $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$ não possuem variações significantes em um período de comutação, é possível obter o modelo médio em espaço de estados, $\langle \dot{\mathbf{X}} \rangle = A \langle \mathbf{X} \rangle + B \langle \mathbf{U} \rangle$, utilizando a equação (4.13), cuja definição está detalhada no apêndice A.

$$\langle \dot{\mathbf{X}} \rangle = [\langle d(t) \rangle \mathbf{A}_1 + (1 - \langle d(t) \rangle) \mathbf{A}_2] \langle \mathbf{X} \rangle + [\langle d(t) \rangle \mathbf{B}_1 + (1 - \langle d(t) \rangle) \mathbf{B}_2] \langle \mathbf{U} \rangle \quad (4.13)$$

$$\langle \mathbf{Y} \rangle = [\langle d(t) \rangle \mathbf{C}_1 + (1 - \langle d(t) \rangle) \mathbf{C}_2] \langle \mathbf{X} \rangle + [\langle d(t) \rangle \mathbf{D}_1 + (1 - \langle d(t) \rangle) \mathbf{D}_2] \langle \mathbf{U} \rangle \quad (4.14)$$

A partir da resolução das equações (4.13) e (4.14) é possível obter o modelo médio em espaço de estados para o retificador, com a razão cíclica inclusa nas matrizes do sistema:

$$\begin{bmatrix} \langle \dot{i}_L(t) \rangle \\ \langle v_{C_1}(t) \rangle \\ \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\langle d(t) \rangle}{L} & \frac{1 - \langle d(t) \rangle}{L} \\ \frac{\langle d(t) \rangle}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ -\frac{1 - \langle d(t) \rangle}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle \\ \langle v_{C_1} \rangle \\ \langle v_{C_2} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[\langle v_{in}(t) \rangle \right] \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} \langle i_L(t) \rangle \\ \langle v_d(t) \rangle \\ \langle v_t(t) \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_L(t) \rangle \\ \langle v_{C_1}(t) \rangle \\ \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

4.1.1 Linearização do modelo dinâmico da corrente de entrada em função da razão cíclica

Como pode ser observado na equação (4.17), oriunda do modelo em espaço de estados apresentado em (4.15), o comportamento dinâmico da corrente encontrado para o retificador meia onda é do tipo não-linear. Para simplificar a modelagem é considerada uma linearização em torno de um ponto de operação, dada por:

$$\frac{d \langle i_L(t) \rangle}{dt} = -\frac{1}{L} (\langle v_{C_1}(t) \rangle + \langle v_{C_2}(t) \rangle) \langle d(t) \rangle + \frac{1}{L} \langle v_{in}(t) \rangle + \frac{1}{L} \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.17)$$

Desprezando a ondulação de tensão no barramento CC, obtém-se que a tensão média total $\langle v_t(t) \rangle$, composta pela soma das tensões nos capacitores C_1 e C_2 , em regime permanente, que pode ser descrita por:

$$V_t = \langle v_t(t) \rangle = \langle v_{C_1}(t) \rangle + \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.18)$$

Assumindo que a tensão diferencial entre os capacitores é nula em regime permanente,

ou seja, as tensões nos capacitores estão equilibradas:

$$\langle v_d(t) \rangle = \langle v_{C_1}(t) \rangle - \langle v_{C_2}(t) \rangle = 0 \quad (4.19)$$

pode-se reescrever a equação (4.17) de acordo com as condições de regime permanente e obter:

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = -\frac{V_t}{L}\langle d(t) \rangle + \frac{\langle v_{in}(t) \rangle}{L} + \frac{V_t}{2L} \quad (4.20)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.20) é possível obter a representação do modelo dinâmico da corrente no domínio da frequência:

$$I_L(s) = -\frac{V_t}{Ls}D(s) + \frac{1}{Ls}V_{in}(s) + \frac{V_t}{2Ls^2} \quad (4.21)$$

De acordo com este modelo, a corrente no indutor L depende das entradas $\langle d(t) \rangle$ e $\langle V_{in}(t) \rangle$, bem como da tensão total do barramento. Para efetuar a linearização do modelo e obter a função de transferência que relaciona a corrente no indutor $I_L(s)$ com a razão cíclica $D(s)$, é necessário desprezar as dependências no modelo que não tratam de tais variáveis. Neste caso, assume-se que as mesmas sejam tratadas como distúrbios pelo sistema de controle em malha fechada a ser projetado. Desse modo, a função de transferência $G_{i_L}(s)$ é dada por:

$$G_{i_L}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = -\frac{V_t}{sL} \quad (4.22)$$

4.1.2 Linearização do modelo dinâmico da tensão total e diferencial em função da corrente de entrada

Apesar do modelo de tensão total não ser necessário para projeto dos compensadores, o mesmo é apresentado juntamente com o modelo de tensão diferencial, em virtude da facilidade de sua obtenção após os cálculos apresentados na sequência.

Analisando as equações (4.23) e (4.24), oriundas do modelo em espaço de estados da equação (4.15), observa-se que o comportamento dinâmico das tensões nos capacitores C_1 e C_2 do retificador meia onda são não-lineares. Em função disso, a seguinte linearização em torno do ponto de operação deve ser aplicada, assim como realizado para o modelo da corrente de entrada em função da razão cíclica:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{C_1}\langle i_L(t) \rangle\langle d(t) \rangle - \frac{1}{R_1C_1}\langle v_{C_1}(t) \rangle \quad (4.23)$$

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = -\frac{1}{C_2}\langle i_L(t) \rangle + \frac{1}{C_2}\langle i_L(t) \rangle\langle d(t) \rangle - \frac{1}{R_2C_2}\langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.24)$$

Para linearização do modelo dinâmico de tensão diferencial e do modelo dinâmico de tensão total, primeiramente são realizadas as seguintes aproximações:

$$C_1 = C_2 = C \quad (4.25)$$

$$R_1 = R_2 = R \quad (4.26)$$

Dessa forma, é possível simplificar as equações (4.23) e (4.24) e obter:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{C} \langle i_L(t) \rangle \langle d(t) \rangle - \frac{1}{RC} \langle v_{C_1}(t) \rangle \quad (4.27)$$

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = -\frac{1}{C} \langle i_L(t) \rangle + \frac{1}{C} \langle i_L(t) \rangle \langle d(t) \rangle - \frac{1}{RC} \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.28)$$

Para análise do modelo dinâmico da tensão de saída em função da corrente de entrada, é necessário conhecer o comportamento da corrente $\langle i_L(t) \rangle$ e também o comportamento da razão cíclica $\langle d(t) \rangle$. Esta análise é necessária para a inclusão no modelo da dinâmica destes sinais nas condições de regime permanente.

Assume-se para a malha de tensão diferencial que a corrente de referência i_L^* é aproximadamente igual a corrente $\langle i_L(t) \rangle$, uma vez que o controle de corrente atua com velocidade muito superior ao controle de tensão diferencial. Assim, considerando que o ganho de corrente é unitário e que $v_{in} = V_p \cdot \cos(\omega t)$, é possível se representar por:

$$\langle i_L(t) \rangle \approx u_{v_d}(t) + h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t) \cdot u_{v_i}(t) \quad (4.29)$$

Analisando a equação, constata-se que a amplitude da corrente está relacionada a ação de controle da tensão total u_{v_i} , enquanto a ação de controle da tensão diferencial u_{v_d} é responsável por adicionar um nível contínuo a corrente para equilíbrio dos capacitores. O ganho $h_{v_{in}}$ é o ganho do sensor de medida de tensão. Este ganho é dado por $1/V_p$ e é utilizado para obtenção da forma de onda da tensão de entrada com amplitude unitária.

A razão cíclica, como mostrada anteriormente, pode ser aproximada por:

$$\langle d(t) \rangle \approx \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_t} \cos(\omega t) \quad (4.30)$$

Realizando a substituição das equações (4.30) e (4.29) nas equações (4.27) e (4.28), obtém-se:

$$\frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = \left[\frac{u_{v_d}(t) + h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t) \cdot u_{v_i}(t)}{C} \right] \cdot \left[\frac{V_p}{V_t} \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \right] - \frac{1}{RC} \langle v_{C_1}(t) \rangle \quad (4.31)$$

$$\frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = \left[\frac{u_{v_d}(t) + h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t) \cdot u_{v_r}(t)}{C} \right] \cdot \left[\frac{V_p}{V_t} \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \right] - \frac{1}{RC} \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.32)$$

Expandindo os termos das multiplicações e reescrevendo as equações em função das ações de controle $u_{v_d}(t)$ e $u_{v_r}(t)$, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = & \frac{1}{2C} \cdot u_{v_d}(t) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t)}{2C} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{CV_t} u_{v_d}(t) + \\ & + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2 \cdot \cos^2(\omega t)}{CV_t} \cdot u_{v_r}(t) - \frac{1}{RC} \langle v_{C_1}(t) \rangle \end{aligned} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = & -\frac{1}{2C} \cdot u_{v_d}(t) - \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t)}{2C} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{CV_t} \cdot u_{v_d}(t) + \\ & + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2 \cdot \cos^2(\omega t)}{CV_t} \cdot u_{v_r}(t) - \frac{1}{RC} \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{aligned} \quad (4.34)$$

Considerando a seguinte identidade trigonométrica:

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \quad (4.35)$$

e realizando sua substituição em (4.33) e (4.34) é possível obter as seguintes equações diferenciais:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_{C_1}(t) \rangle}{dt} = & \frac{1}{2C} \cdot u_{v_d}(t) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t)}{2C} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{CV_t} u_{v_d}(t) + \\ & + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2 \cdot \cos(2\omega t)}{2CV_t} \cdot u_{v_r}(t) - \frac{1}{RC} \langle v_{C_1}(t) \rangle \end{aligned} \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle v_{C_2}(t) \rangle}{dt} = & -\frac{1}{2C} \cdot u_{v_d}(t) - \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p \cdot \cos(\omega t)}{2C} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{V_p \cdot \cos(\omega t)}{CV_t} \cdot u_{v_d}(t) + \\ & + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \cdot u_{v_r}(t) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2 \cdot \cos(2\omega t)}{2CV_t} \cdot u_{v_r}(t) - \frac{1}{RC} \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{aligned} \quad (4.37)$$

Para obter o modelo linear e invariante no tempo é necessário suprimir as componentes variantes do sistema:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_{C_1}(t) \rangle \\ \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{C_1}(t) \rangle \\ \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{bmatrix} + \frac{1}{2C} \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{V_t} \\ 1 & \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{V_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{v_d}(t) \\ u_{v_r}(t) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\begin{bmatrix} u_{v_d}(t) \\ u_{v_t}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{C_1}(t) \rangle \\ \langle v_{C_2}(t) \rangle \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações diferenciais do sistema (4.38), para obtenção dos modelos dinâmicos no domínio da frequência chega-se a:

$$V_{C_1}(s) = \frac{1}{2C} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right) U_{v_d}(s) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right) U_{v_t}(s) \quad (4.40)$$

$$V_{C_2}(s) = -\frac{1}{2C} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right) U_{v_d}(s) + \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right) U_{v_t}(s) \quad (4.41)$$

Sabendo que:

$$\langle v_d(t) \rangle = \langle v_{C_1}(t) \rangle - \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.42)$$

cuja representação no domínio da frequência é dada por:

$$V_d(s) = V_{C_1}(s) - V_{C_2}(s) \quad (4.43)$$

e que o comportamento dinâmico da tensão diferencial $v_d(t)$ no domínio da frequência é dado por:

$$V_d(s) = \frac{1}{C} \frac{U_{v_d}(s)}{(s + 1/RC)} \quad (4.44)$$

obtem-se a função de transferência que relaciona a tensão diferencial V_d com a ação de controle U_{v_d} :

$$G_{v_d}(s) = \frac{V_d(s)}{U_{v_d}(s)} = \frac{1/C}{s + 1/RC} \quad (4.45)$$

Da mesma forma, sabendo que:

$$\langle v_t(t) \rangle = \langle v_{C_1}(t) \rangle + \langle v_{C_2}(t) \rangle \quad (4.46)$$

cuja representação no domínio da frequência é dada por:

$$V_t(s) = V_{C_1}(s) + V_{C_2}(s) \quad (4.47)$$

o comportamento dinâmico da tensão total $v_t(t)$ no domínio da frequência é dado por:

$$V_t(s) = \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \frac{U_{v_t}(s)}{(s + 1/RC)} \quad (4.48)$$

e a função de transferência que relaciona a tensão total V_t com a ação de controle U_{v_t} é dada

por:

$$G_{v_d}(s) = \frac{V_t(s)}{U_{v_t}(s)} = \frac{h_{v_{in}} \cdot V_p^2}{2CV_t} \frac{1}{(s + 1/RC)} \quad (4.49)$$

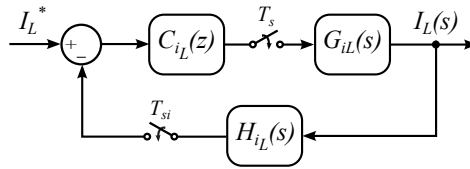
4.2 CONTROLE REALIMENTADO DO RETIFICADOR MEIA-PONTE

O sistema de controle proposto para o conversor é composto basicamente por duas malhas de realimentação. É empregada uma malha interna de controle de corrente de resposta dinâmica rápida baseada no compensador digital $C_{i_L}(z)$, e uma malha externa de dinâmica lenta responsável pelo equilíbrio de tensão nos capacitores de barramento C_1 e C_2 , baseada no compensador $C_{v_d}(z)$ em série com o filtro de médias móveis $F_{v_d}(z)$.

4.2.1 Controlador de corrente

A Figura 4.3 apresenta a malha interna de controle da corrente considerada para o projeto do compensador de corrente.

Figura 4.3 – Malha de controle de Corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguinte função de transferência pode ser obtida substituindo os parâmetros do retificador, obtidos do projeto realizado no Capítulo 3, no modelo dinâmico da corrente dado por (4.22):

$$G_{i_L}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_t}{sL} = -\frac{700}{0,008s} \quad (4.50)$$

Para a medida de corrente no indutor L foi utilizado um filtro *anti-aliasing* de primeira ordem com ganho unitário e frequência de corte definida como sendo 80 % da frequência de Nyquist, escolha considerada pelo autor como uma boa prática de projeto. Assumiu-se que a aquisição de corrente ocorre em 24 kHz e que a frequência de corte f_c do filtro é de 9,6 kHz. O filtro colabora atenuando os ruídos de aquisição do sinal medido, mas insere atraso de fase adicional na malha de controle que deve ser considerado no projeto do compensador. A função de transferência do filtro anti-aliasing utilizada é dada por:

$$H_{i_L}(s) = \frac{2\pi f_c}{s + 2\pi f_c} = \frac{60\,316,8}{s + 60\,316,8} \quad (4.51)$$

Para os ganhos do PWM e sensores foi escolhido realizar a compensação diretamente no microcontrolador, de forma que os mesmos possam ser considerados unitários nos projetos dos controladores. Sendo assim, a função de transferência de laço aberto para projeto do compensador de corrente é dada por:

$$T_{iL}(s) = G_{iL}(s)H_{vd}(s) = -\frac{42\,221\,760}{0,008s^2 + 482,53} \quad (4.52)$$

Seguindo a metodologia de projeto por aproximação da resposta em frequência - plano w - é necessário incluir o comportamento do retentor de ordem zero (ZOH, do inglês *Zero-order hold*) na planta a ser controlada. Assumindo que a frequência de comutação é muito maior do que a frequência do sinal de referência, a planta de corrente pode ser representada no domínio da frequência complexa discreta z , incluindo o comportamento do ZOH, por:

$$T_{iL}(z) = Z \left\{ \left(\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right) T_{iL}(s) \right\} \quad (4.53)$$

Utilizando esta equação com uma frequência de amostragem da corrente igual a metade da frequência de comutação de $24kHz$, obtém-se a seguinte planta de corrente no plano z :

$$T_{iL}(z) = -\frac{-2,313z - 1,038}{z^2 - 1,081z + 0,081} \quad (4.54)$$

Considerando a implementação do controlador com um passo a frente, que permite a atualização da razão cíclica internamente no microcontrolador no período subsequente (disponibilizando maior tempo para realização dos cálculos), é necessário a inclusão de um atraso de um ciclo no projeto, descrito pela função de transferência $1/z$. A conversão para o plano contínuo w é obtida a partir da utilização da transformação bilinear, também conhecida como transformação w , conforme Ogata (1995), em que:

$$z = \frac{1 + (T_s/2)w}{1 - (T_s/2)w} \quad (4.55)$$

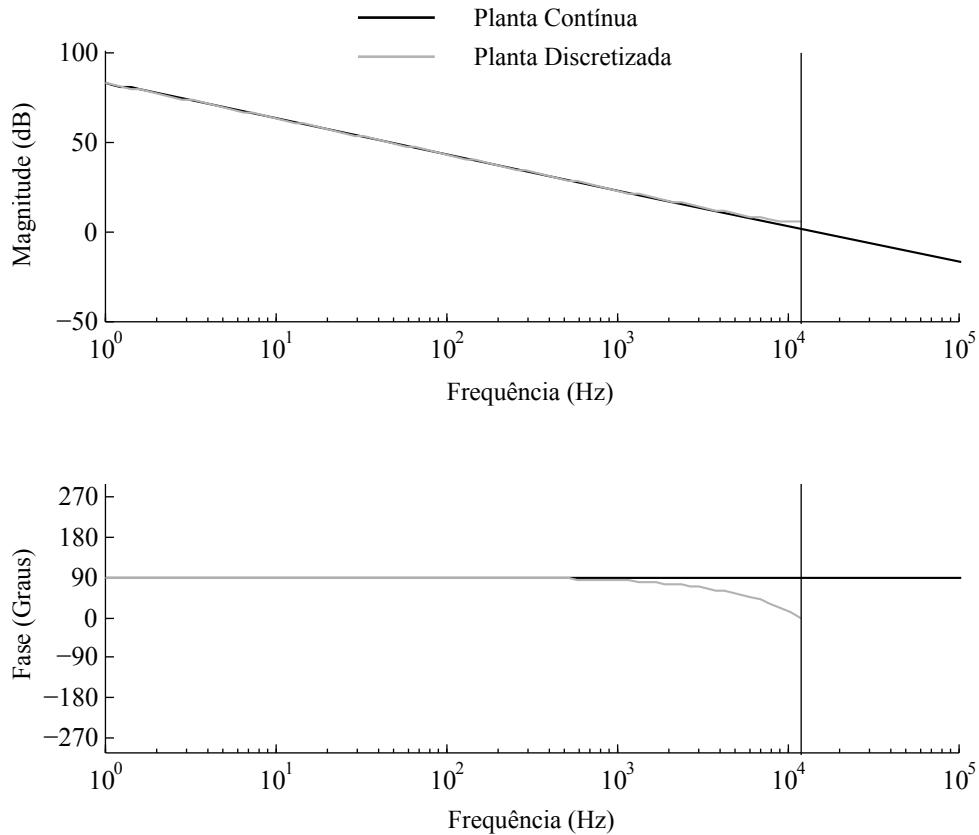
Desta forma, obtém-se o seguinte modelo incluindo o atraso de implementação no plano w :

$$T_{iL}(w) = \frac{-0,5897w^3 - 1,778 \cdot 10^4 \cdot w^2 + 5,782 \cdot 10^9 \cdot w - 1,714 \cdot 10^{14}}{w^3 + 8,881 \cdot 10^4 \cdot w^2 + 1,959 \cdot 10^9 \cdot w + 0,005219} \quad (4.56)$$

O Gráfico 4.1 ilustra o diagrama de bode que compara as respostas em frequência da plantas descrita nos planos s e z . De acordo com o gráfico é possível observar que a planta no plano s possui resposta bem próxima a planta discreta até a frequência de 1 kHz.

A partir do modelo dinâmico de corrente em relação a razão cíclica linearizado constata-se que o controlador de corrente deve ser projetado considerando os distúrbios na tensão de entrada e tensão total do barramento, existentes na equação (4.21). Utilizando os métodos con-

Gráfico 4.1 – Diagramas de bode comparativo entre as dinâmicas da planta de corrente descritas nos modelos para os planos s e z .



Fonte: Elaborada pelo autor via simulação.

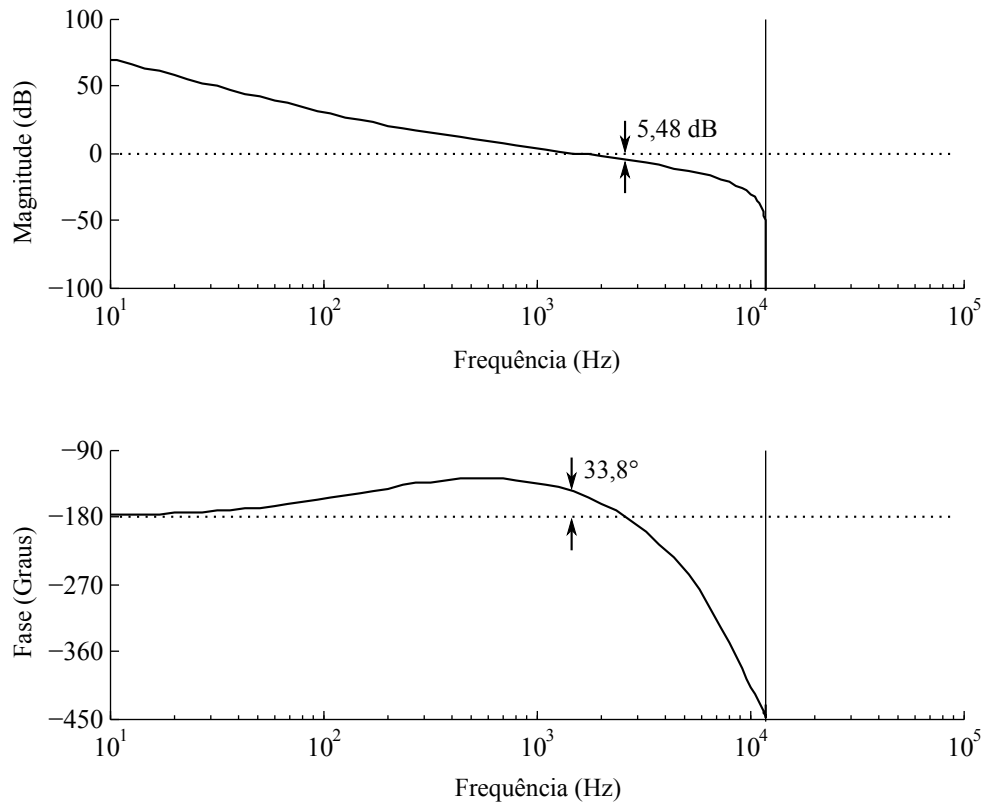
vencionais de projeto de controladores contínuos, este compensador deve ser projetado para a planta no plano w de forma a rejeitar os distúrbios possuindo assim elevado ganho na frequência da rede e dois polos na origem. Para tanto, o seguinte controlador foi projetado:

$$C_{iL}(w) = -9\,000 \frac{s + 1\,280}{s(s + 83\,600)} \quad (4.57)$$

O controlador foi projetado com uma margem de fase de $33,8^\circ$, uma margem de ganho de 5,48 dB e uma banda passante de 1 480 Hz. Na frequência da rede o ganho, com o compensador projetado, ficou em torno de 40 dB. O Gráfico 4.2 ilustra a resposta em frequência de laço aberto $C_{iL}(w)G_{iL}(w)$ obtida.

Discretizando o compensador projetado a partir da utilização do Método de Tustin obtém-se:

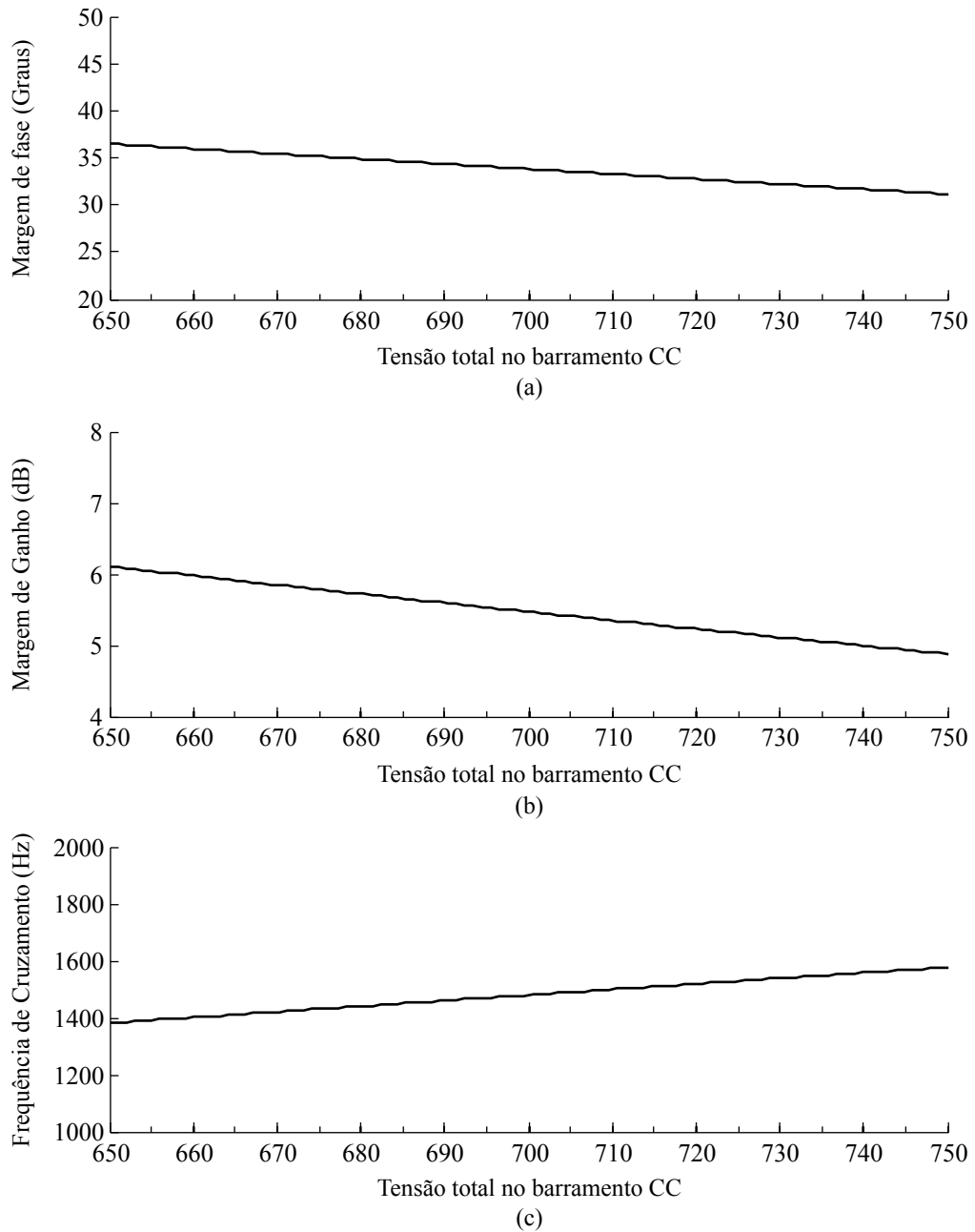
$$C_{iL}(z) = \frac{-0,07021z^2 - 0,003647z + 0,06657}{z^2 - 0,7295z - 0,2705} \quad (4.58)$$

Gráfico 4.2 – Diagrama de bode de laço aberto do controlador projetado - $C_{iL}(z)G_{iL}(z)$.

Fonte: Elaborada pelo autor via simulação.

Dado que a dinâmica da planta de corrente depende da tensão total, foi realizada uma análise do efeito da variação deste parâmetro na estabilidade do sistema considerando o controlador projetado. A máxima variação da tensão do barramento CC foi estabelecida em 50 V tanto para mais quanto para menos sobre a tensão nominal. Os resultados são apresentados no Gráfico 4.3. Como pode se observar, o controlador de corrente responde bem a variação de tensão e fica suficientemente distante dos limites de estabilidade, com margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento, possuindo pequena variação.

Gráfico 4.3 – Análise de estabilidade no controle da corrente em função da variações da tensão do barramento CC. (a) Margem de fase x Tensão no barramento CC. (b) Margem de ganho x Tensão no barramento CC. (c) Frequência de cruzamento x Tensão no barramento CC.

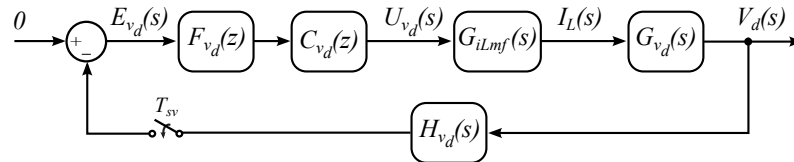


Fonte: Elaborada pelo autor via simulação.

4.2.2 Controlador de tensão diferencial

A Figura 4.4 apresenta o diagrama de blocos da malha de controle de tensão diferencial considerada para o projeto deste compensador.

Figura 4.4 – Malha de controle da tensão diferencial.



Fonte: Elaborada pelo autor via simulação.

O modelo da planta de tensão diferencial possui dependência da resistência de carga R . Por este motivo, o projeto do controlador de tensão diferencial foi projetado para operar adequadamente em toda a faixa de operação do conversor. Substituindo os parâmetros do retificador no modelo de tensão diferencial apresentado em (4.22) para uma carga de 800 W, obtém-se $R = 153,1 \Omega$. Considerado a pior condição de carga para projeto deste controlador, obteve-se a seguinte função de transferência:

$$G_{v_d}(s) = \frac{2941}{s + 19,21} \quad (4.59)$$

Como as medidas das tensões nos capacitores C_1 e C_2 são realizadas em 1200 Hz, os filtros *anti-aliasing* de primeira ordem empregados foram projetados para apresentar ganho unitário e frequência de corte de 480 Hz (80 % da frequência de Nyquist). Estes filtros incluem dinâmica na malha de controle e devem ser considerados no projeto do compensador de tensão diferencial. A função de transferência deste filtro *anti-aliasing* é dada por:

$$H_{v_d}(s) = \frac{3015,9}{s + 3015,9} \quad (4.60)$$

Sendo assim, a função de transferência em laço aberto $T_{v_d}(s)$ para projeto do controlador de tensão diferencial é dado por:

$$T_{v_d}(s) = \frac{9,61 \cdot 10^6}{s^2 + 3286s + 6,276 \cdot 10^4} \quad (4.61)$$

Utilizando a metodologia do Plano w , assim como no projeto do compensador de corrente, é necessário incluir o comportamento do ZOH na planta a ser controlada. Para isso considera-se a seguinte definição:

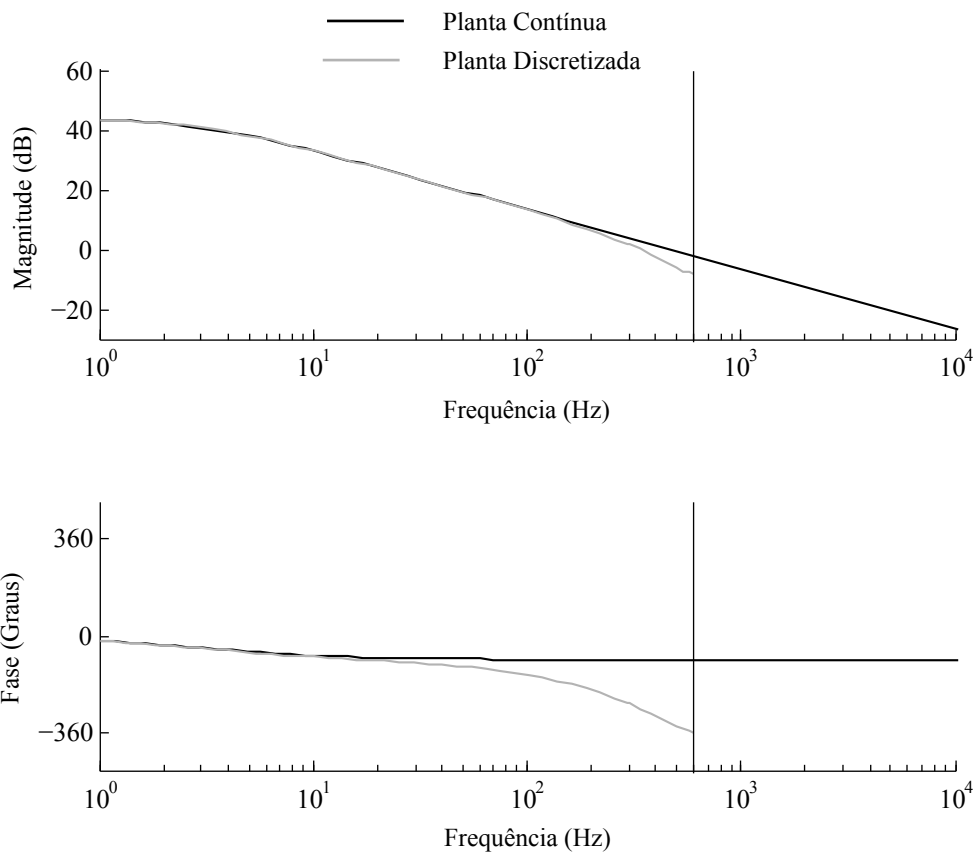
$$T_{v_d}(z) = Z \left\{ \left(\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right) T_{v_d}(s) \right\} \quad (4.62)$$

resultando na seguinte função de transferência no domínio discreto para uma frequência de amostragem de 1 200 Hz ($T_{sv} = 1/1200$):

$$T_{v_d}(z) = \frac{1,6z + 0,6719}{z^2 - 1,05z + 0,06465} \quad (4.63)$$

O Gráfico 4.4 ilustra o diagrama de bode para as plantas no Plano s e no Plano z . É possível observar que ambas respostas são semelhantes para frequência inferiores a 500 Hz.

Gráfico 4.4 – Diagramas de bode comparativo das respostas das plantas de tensão diferenciais nos plano s e plano z .



Fonte: Elaborada pelo autor via simulação.

Considerando o atraso de implementação de um ciclo $1/z$ para projeto do controlador com implementação um passo a frente, e transformando o modelo da planta para o Plano w , tem-se:

$$T_{v_d}(w) = \frac{0,4388w^3 + 472,1w^2 - 9,849 \cdot 10^6 \cdot w + 1,485 \cdot 10^{10}}{w^3 + 4523w^2 + 5,136 \cdot 10^6w + 9,699 \cdot 10^7} \quad (4.64)$$

O controlador de tensão diferencial foi projetado considerando esta função de transferência de laço aberto no Plano w . Em função da presença de ondulação de tensão sobre os capacitores inerente deste conversor devido ao estágio PFC de entrada, a arquitetura do controlador de tensão diferencial foi composta por um filtro de médias móveis e um controlador proporcional integral. O filtro de médias móveis é responsável pela eliminação da ondulação

sobre o sinal de erro, de forma que o sinal de entrada para o controlador proporcional integral não apresente tal ondulação. Desta forma, a ondulação de tensão não distorce a corrente i_L . Destaca-se que quanto maior a potência de operação, maior ondulação de tensão sobre os capacitores de barramento CC.

O filtro de médias móveis é um filtro do tipo digital e pode ser empregado em microcontroladores com baixa velocidade de processamento, pois demanda uma pequena quantidade de cálculos para sua implementação. Este tipo de filtro, segundo Freijedo et al. (2009), promove uma significativa atenuação para cada harmônico de ordem menor igual a $M/2$, onde M é o número de amostras em um período da fundamental. Sua implementação é detalhada na próxima seção deste capítulo.

A função de transferência do filtro de médias móveis para uma taxa de amostragem de 1 200 Hz e $M = 20$, considerando-se a necessidade de uma significativa atenuação na frequência de 60 Hz e de suas respectivas harmônicas, é dada por Nodari et al. (2010):

$$F_{v_d}(z) = \frac{1}{20} \frac{1 - z^{-20}}{1 - z^{-1}} \quad (4.65)$$

O controlador proporcional-integral projetado no Plano w considerando a planta em conjunto com a função de transferência do filtro de médias móveis é dado por:

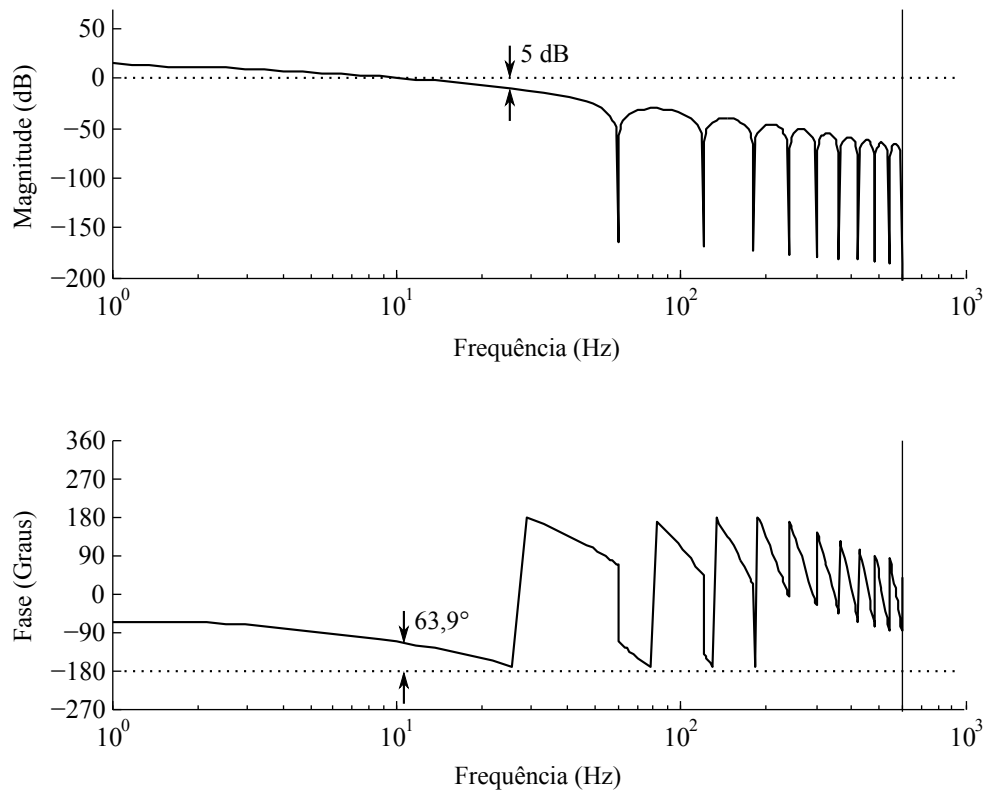
$$C_{v_d}(w) = 0,025 \frac{w + 6,46}{w} \quad (4.66)$$

O Gráfico 4.5 ilustra o diagrama de bode do laço em malha aberta desta malha de controle. Este sistema possui margem de fase de $63,9^\circ$, margem de ganho de 5 dB e uma frequência de cruzamento de 10 Hz.

Discretizando o compensador projetado a partir da utilização da transformação bilinear, obtém-se:

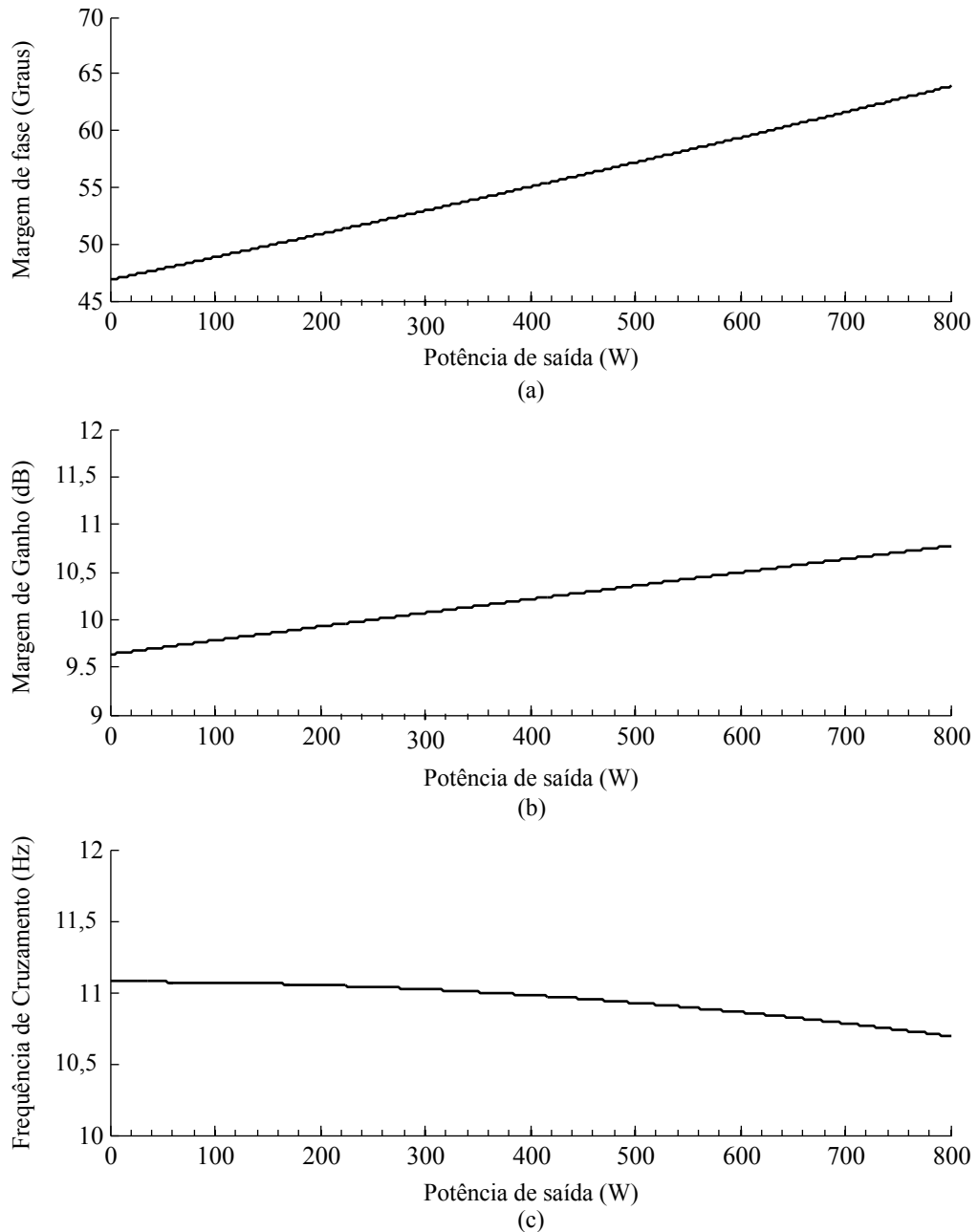
$$C_{v_d}(z) = \frac{0,025z - 0,02487}{z - 1} \quad (4.67)$$

Avaliando o controlador projetado para todos os possíveis pontos de operação do conversor, ou seja, assumindo que a potência varia de 0 a 800 W, é possível obter as três curvas apresentadas no Gráfico 4.6. Observa-se que o controlador projetado é robusto às variações paramétricas em toda a faixa de operação do retificador, possuindo pequenas variações na margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento em função da carga.

Gráfico 4.5 – Diagrama de bode do laço aberto $T_{v_d}(z)C_{v_d}(z)F_{v_d}(z)$.

Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Gráfico 4.6 – Análise de estabilidade da malha de controle da tensão diferencial para toda faixa de potência do conversor. (a) Curva da margem de fase x potência. (b) Margem de ganho x potência. (c) Frequência de cruzamento x potência.



Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

4.3 ESTRUTURA DE IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES

Como comentado anteriormente, os controladores digitais projetados neste trabalho foram implementados em um microcontrolador de ponto fixo¹ de 32 bits. O microcontrolador utilizado foi o KL25Z, da família kinetis fabricada pela *Freescale*. Os cálculos matemáticos utilizando lógica de ponto flutuante² neste tipo de controlador são lentos e ocupam um tempo de processamento significativo, o que impossibilita a realização completa dos cálculos das leis de controle durante o intervalo de tempo entre uma aquisição e outra para a frequência de amostragem considerada. Portanto, para implementação dos controladores no processador é necessário converter os seus valores numéricos para uma base em ponto fixo. No Anexo A são apresentados os conceitos básicos envolvendo a aritmética binária de ponto fixo.

4.3.1 Compensador de corrente

O controlador de corrente projetado possui uma estrutura de primeira ordem que pode ser representada genericamente por:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{n_2 \cdot z^2 + n_1 \cdot z + n_0}{z^2 - d_1 \cdot z - d_0} \quad (4.68)$$

que resulta na seguinte equação de diferenças discretas:

$$u[k] = d_1 \cdot u[k-1] + d_0 \cdot u[k-2] + n_2 \cdot e[k] + n_1 \cdot e[k-1] + n_0 \cdot e[k-2] \quad (4.69)$$

Substituindo os parâmetros do controlador projetado, obtém-se:

$$u_{i_L}[k] = 0,7295 \cdot u_{i_L}[k-1] + 0,2705 \cdot u_{i_L}[k-2] - 0,07021 \cdot e_{i_L}[k] - 0,003647 \cdot e_{i_L}[k-1] + 0,06657 \cdot e_{i_L}[k-2] \quad (4.70)$$

Para implementação em ponto fixo, o controlador de corrente foi representado em *radix* 12 a partir da multiplicação de cada constante do controlador por 2^{12} . O controlador em ponto fixo resultante, considerando os valores empregados no código programado no microcontrolador, é dado por:

¹Como a origem deste conceito surgiu em países de cultura inglesa, onde separador decimal é o ponto ao invés da vírgula, denominou-se este conceito de *fixed-point*. Uma tradução literal foi realizada para o português por diversos autores, resultando na denominação "ponto fixo". Contudo, em países que adotam a vírgula como separador decimal, o correto seria usar o termo "vírgula fixa". Neste trabalho, empregou-se a nomenclatura "ponto fixo" por ser a mais adotada por quem trabalha na área de controle e programação.

²Ponto flutuante é a tradução literal do inglês *floating-point*. Tal como para o ponto fixo, adotou-se esta nomenclatura por ser a mais adotada por quem trabalha na área de controle e programação.

$$u_{i_L}[k] = 2988 \cdot u_{i_L}[k-1] + 1108 \cdot u_{i_L}[k-2] - 288 \cdot e_{i_L}[k] - 15 \cdot e_{i_L}[k-1] + 273 \cdot e_{i_L}[k-2] \quad (4.71)$$

4.3.2 Compensador de tensão diferencial

O controlador PI de tensão diferencial projetado possui uma estrutura de primeira ordem que pode ser representada genericamente por:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{n_1z + n_0z}{z - 1} \quad (4.72)$$

A equação de diferenças que descreve este controlador é dada por:

$$u_{vd}[k] = u_{vd}[k-1] + 0,025 \cdot e_{vd}[k] - 0,02487 \cdot e_{vd}[k-1] \quad (4.73)$$

Para implementação em ponto fixo do controlador de tensão diferencial foi empregado *radix* 16 foi utilizada, a partir da multiplicação de cada ganho por 2^{16} . As variáveis de implementação utilizadas no microcontrolador, para ambos os controladores, são do tipo inteiro de 32 bits, e possuem uma elevada faixa de valores para utilização, podendo armazenar números inteiros dentro do intervalo de -2147483647 a 2147483647. O controlador em ponto fixo resultante, considerando os valores empregados no código programado no microcontrolador, é dado por:

$$u_{vd}[k] = u_{vd}[k-1] + 1638 \cdot e_{vd}[k] - 1630 \cdot e_{vd}[k-1] \quad (4.74)$$

4.3.3 Filtro de médias móveis

A utilização de filtro *notch* em uma determinada frequência de operação é uma opção quando se deseja minimizar o efeito desta frequência em um sistema de controle. A implementação digital, porém, deste tipo de filtro é complexa e utiliza um taxa elevada de processamento do microprocessador. Uma solução mais simples é a utilização do filtro de médias móveis. Este filtro pode ser implementado recursivamente, com baixo custo de processamento, segundo Freijedo et al. (2009), pela seguinte equação:

$$y[k] = y[k-1] + \frac{1}{M} [x[k] - x[k-M]] \quad (4.75)$$

Onde :

- $x[k]$ é a entrada no instante k do filtro.
- $y[k]$ é a saída no instante k do filtro.
- M é o número de amostras em um período da fundamental.

Como a frequência utilizada na aquisição das tensões do barramento é de 1,2 kHz e a frequência fundamental que deve ser filtrada é igual a 60 Hz, obtém-se $M = 20$. Dessa forma, para implementação do filtro no sistema de controle da tensão diferencial, um *array* com 20 posições deve ser utilizado para armazenamento das 20 últimas amostras do filtro. O filtro para este caso, é dado por:

$$u_{fd}[k] = u_{fd}[k - 1] + 0,05 (e_{vd}[k] - e_{vd}[k - 20]) \quad (4.76)$$

onde a entrada é dada pelo erro de tensão diferencial e_{vd} , e a saída do filtro dada por u_{fd} .

4.4 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os modelos dinâmicos necessários para projetos das malhas interna de controle de corrente e externa de controle de tensão do barramento CC. Com base nestes modelos, os compensadores de corrente e tensão diferencial foram projetados, considerando o projeto do conversor apresentado no Capítulo 3.

A implementação dos controladores em ponto fixo também foi discutida neste Capítulo. Este tipo de aritmética é necessária para possibilitar a sua implementação em um microcontrolador que não possua unidade de aritmética e lógica em ponto flutuante, como o considerado neste trabalho.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos para o conversor CA-CC, de forma a validar o funcionamento dos controladores projetados. Para isso, nas seções deste capítulo, são analisados seis diferentes pontos de operação para o conversor, sendo medidos em função da potência de referência escolhida e da tensão de alimentação. Os pontos de operação foram definidos pelas potências de referência 100 W, 500 W e 800 W, analisadas para cada um dos dois principais níveis da tensão de alimentação, 110 V e 220 V eficazes. De modo a analisar o comportamento dinâmico do conversor implementado, em relação ao simulado, degraus na potência de referência foram realizados para cada uma das duas tensões de alimentação, variando este parâmetro de 500 W para 800 W.

Os parâmetros do conversor implementado e utilizado na análise dos resultados deste capítulo, são ilustrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros do protótipo experimental implementado.

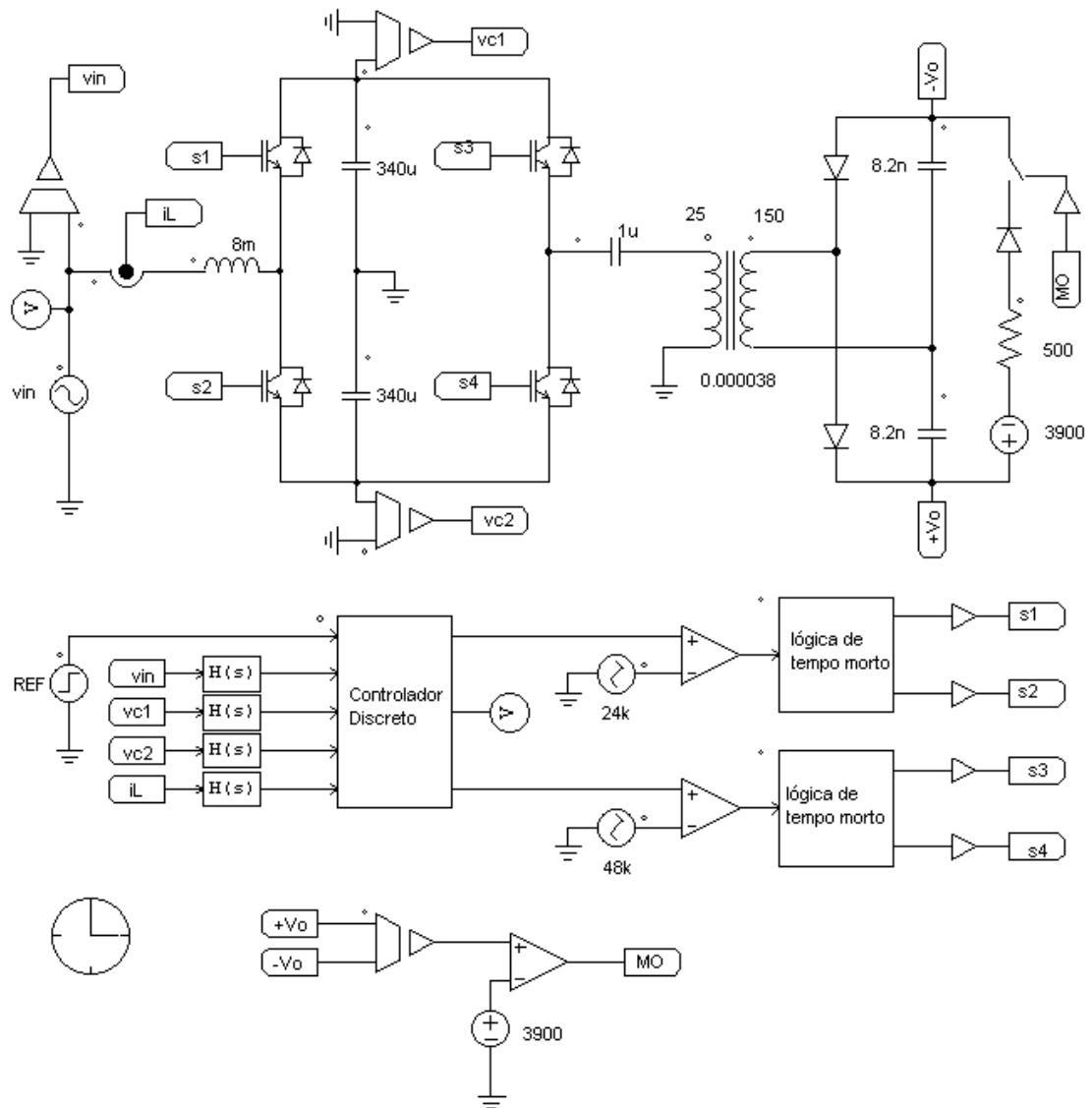
Parâmetro	Descrição
$L = 8 \text{ mH}$	Indutor de entrada
$P_{max}^* = 800 \text{ W}$	Potência de referência máxima
$C_1 = C_2 = 340 \mu\text{F}$	Capacitores do barramento
$L_D = 40 \mu\text{H}$	Indutância de Dispersão do transformador
$L_M = 4 \text{ mH}$	Indutância de Magnetização do transformador
$n_s/n_p = 6$	Relação secundário-primário do transformador
$C_{o1} = C_{o2} = 8,2 \text{ nF}$	Capacitores de saída
$f_s = 24 \text{ kHz}$	Frequência de operação do retificador
$f_{si} = 48 \text{ kHz}$	Frequência de operação do conversor CC-CC
$C_p = 1 \mu\text{F}$	Capacitância no primário do transformador
$V_{MAG} = 3900 \text{ V}$	Tensão de entrada em modo oscilatório do magnetron
$R_{MO} = 500 \Omega$	Resistor equivalente em modo oscilatório
$R_{MNO} = \infty \Omega$	Resistor equivalente em modo não-oscilatório
$V_{in_{RMS}} = 110/220 \text{ V}$	Tensão eficaz de entrada do conversor
$f_{in} = 60 \text{ Hz}$	Frequência da tensão de entrada do conversor

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados de simulação foram obtidos utilizando os controladores projetados em ponto fixo a partir de suas respectivas equações de diferenças. As simulações foram implementadas em software de simulação de circuitos elétricos a partir de um bloco que permite a programação em linguagem C. A Figura 5.1 ilustra todos os circuitos de simulação utilizados.

Os resultados experimentais foram obtidos a partir da implementação física dos mesmos circuitos. Os circuitos implementados e a eletrônica associada é abordada no Anexo B deste trabalho.

Figura 5.1 – Circuito simulado no software de simulação.



Fonte: Figura obtida do *software* de simulação.

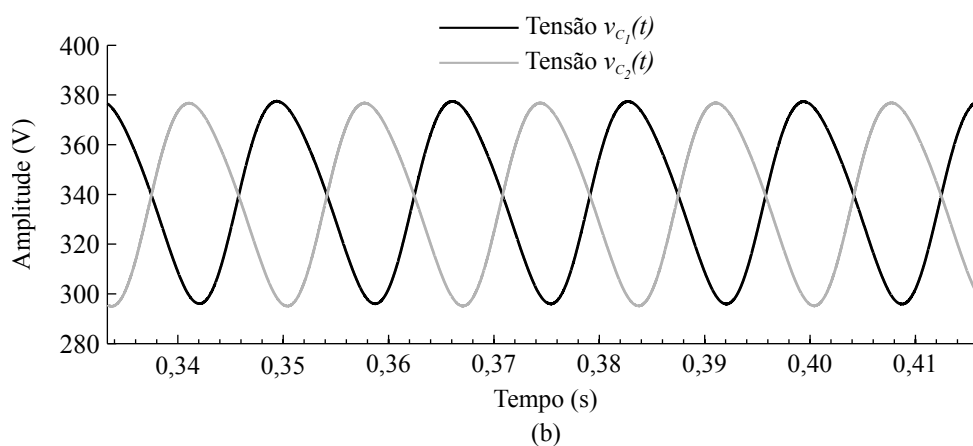
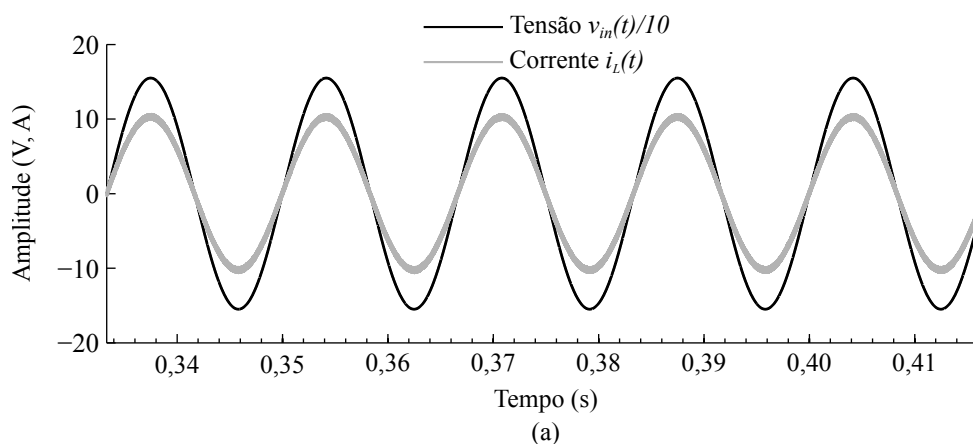
5.1 TENSÃO EFICAZ DE ENTRADA IGUAL A 110 V

Quando a tensão de entrada $V_{in_{RMS}} = 110 \text{ V}$, o comportamento da corrente de entrada do conversor possui elevada componente em alta frequência no conversor. Isto acontece devido a grande variação de tensão no indutor de entrada, dada pela diferença entre a tensão total do barramento e a tensão de alimentação.

5.1.1 Referência de potência de 800 W

Com a referência de entrada igual a 800 W, a partir da simulação dos circuitos, é possível obter as curvas ilustradas no Gráfico 5.1. Como esta é a maior potência de referência para o conversor, é nela que existe a maior variação da tensão nos capacitores do barramento CC, uma vez que eles devem entregar muito mais energia na alimentação do magnetron, do que para as demais referências de potência.

Gráfico 5.1 – Resultado de simulação para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110 \text{ V}$.

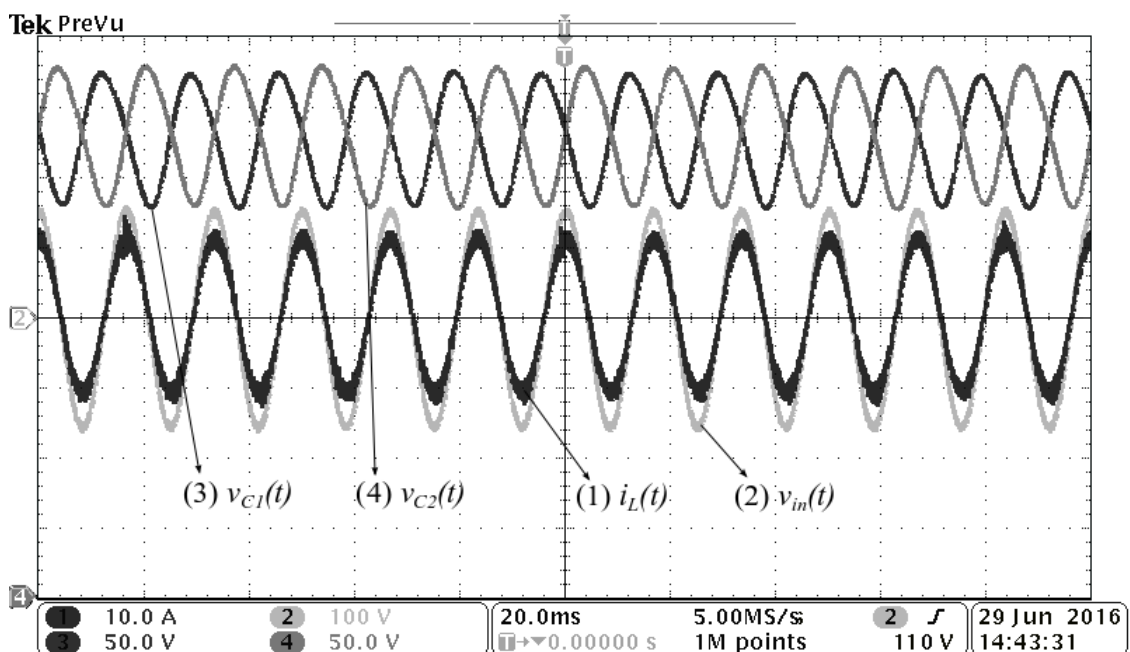


Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Neste ponto de operação, a corrente de referência, para obtenção da potência de referência de 800 W, possui valor de pico igual a 10,285 A e a tensão média em cada capacitor do barramento, obtida através da simulação realizada, é de aproximadamente 340 V. A maior variação na tensão dos capacitores acontece neste ponto de operação, onde o valor mínimo da tensão em cada capacitor é de cerca de 290 V e a tensão máxima é de aproximadamente 370 V, propiciando, dessa forma uma variação de 80 V na tensão sobre cada capacitor.

Os resultados experimentais para este ensaio, podem ser visualizados no Gráfico 5.2. É possível observar que a corrente em regime permanente possui característica bastante senoidal e em fase com a forma de onda da tensão de entrada, correspondendo a simulação. O fator de potência, medido na entrada do conversor, para este ensaio, foi de 0,9953. O erro encontrado no rastreamento da potência para este ponto de operação foi de 4,1 %.

Gráfico 5.2 – Resultado experimental para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.



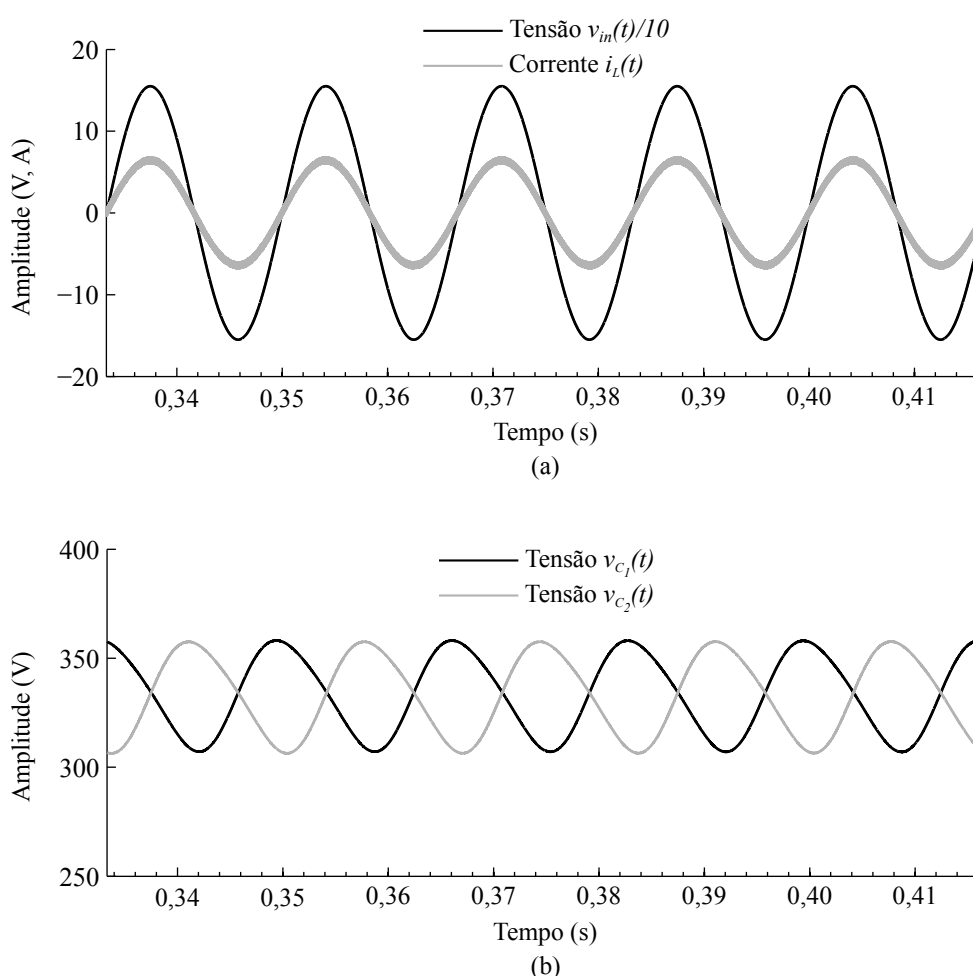
Fonte: Obtido experimentalmente.

A tensão diferencial, como pode ser visualizado no Gráfico 5.2 encontra-se equilibrada, enquanto a tensão média sobre capacitor, porém, difere da simulada. Isto pode ter sido ocasionado pela diferença entre a relação de transformação teórica projetada e a obtida na implementação do transformador. Nestes resultados experimentais, o valor médio e a variação de tensão obtidos foram de aproximadamente 330 V e 80 V, respectivamente.

5.1.2 Referência de potência de 500 W

Os resultados de simulação para a tensão de entrada eficaz igual a 110 V e referência de potência de 500 W no conversor podem ser visualizados no Gráfico 5.3. Para este ponto de operação, a corrente de referência possui valor de pico igual a 6,428 A, resultante da potência de referência, e a tensão média em cada capacitor do barramento é de aproximadamente 340 V, com variação em torno de 50 V.

Gráfico 5.3 – Resultado de simulação para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.

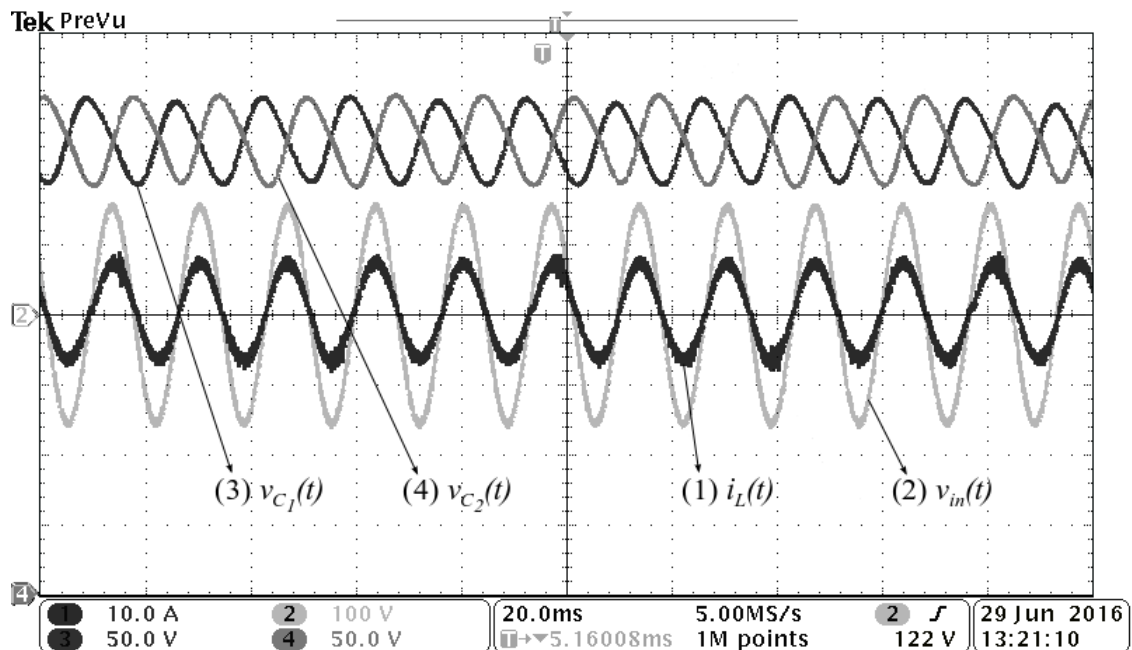


Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Os resultados experimentais obtidos podem ser visualizados no Gráfico 5.4. É possível verificar que a corrente possui um comportamento cossenoidal em fase com a tensão de entrada. A partir da análise realizada sobre ambas as curvas, foi possível obter um fator de potência de 0,9902. O erro de rastreamento da potência, para este caso, foi de 3,21 %.

Verificando as tensões nos capacitores de barramento, no Gráfico 5.4 é possível observar que ambas encontram-se equilibradas. O valor médio para cada uma das tensões é de aproximadamente 330 V e a variação de tensão em torno de 60 V, diferente da variação de simulação

Gráfico 5.4 – Resultado experimental para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.



Fonte: Obtido experimentalmente.

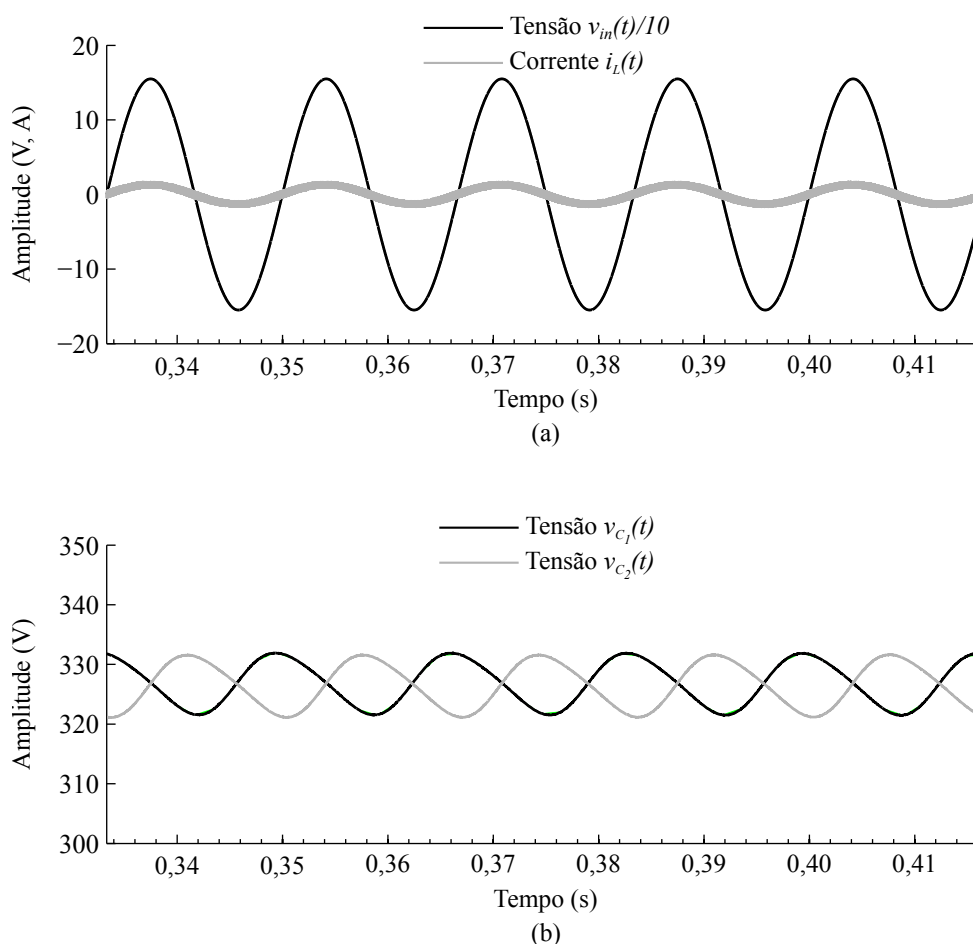
em 10 V. As diferenças encontradas no valor médio e na variação das tensões experimentais, em relação as simuladas, podem estar no fato de que a relação secundário-primário do transformador é diferente para ambos os casos, devido a aspectos construtivos do transformador, e a consideração de que os elementos passivos e ativos são ideais na simulação realizada, e desta forma não possuem perdas elétricas.

5.1.3 Referência de potência de 100 W

Os piores casos de operação acontecem quando a potência de referência é baixa para o conversor. Para estes pontos de operação o sinal de referência de corrente, oriundo da referência de potência, encontra-se muito próximo a variação da corrente no indutor L , o que ocasiona uma maior taxa de distorção nesta componente do conversor.

Os resultados de simulação para tensão eficaz de entrada igual a 110 V e potência de referência de 100 W são ilustrados nas curvas do Gráfico 5.5. Neste ponto de operação, a corrente de referência possui valor de pico igual a 1,286 A e as tensões no barramento possuem um valor médio em torno de 328 V com uma pequena ondulação, da ordem de 10 V (Gráfico 5.5).

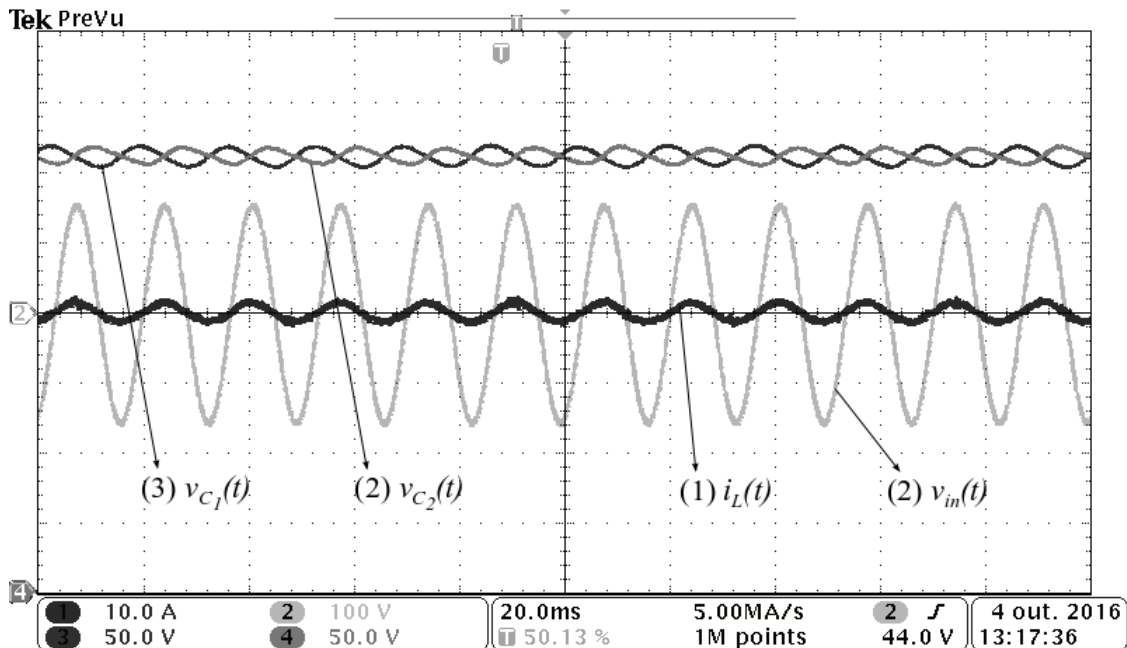
Gráfico 5.5 – Resultado de simulação para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Os resultados experimentais para este caso, são ilustrados no Gráfico 5.6. Como é possível observar, a corrente de entrada encontra-se em fase com a tensão de entrada e possui pequena distorção. O fator de potência, calculado a partir destas curvas foi de 0,9689. O erro de rastreamento de potência foi de 5,37 %.

Gráfico 5.6 – Resultado experimental para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.



Fonte: Obtido experimentalmente.

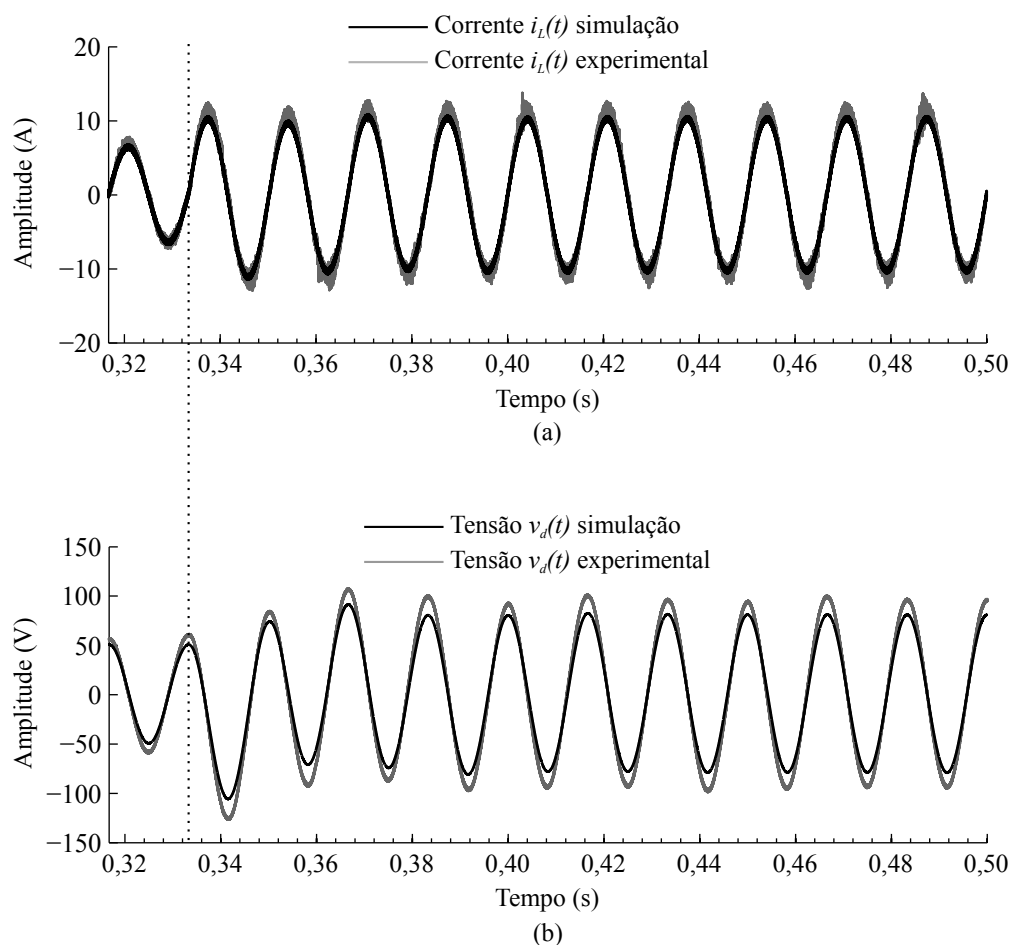
Analisando as tensões nos capacitores do barramento CC no Gráfico 5.6(b), é possível observar que as tensões encontram-se equilibradas e que o valor médio fica em torno de 320 V, com uma variação de aproximadamente 10 V. Pode-se dizer que os valores divergem, um pouco, dos simulados em função das perdas elétricas nos elementos passivos e ativos não consideradas na simulação.

5.1.4 Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W

Para realizar a análise do transitório no conversor, operando com a tensão eficaz de entrada igual a 110 V, um degraú na referência de potência de 500 W para 800 W foi realizado e os dados obtidos em osciloscópio foram processados computacionalmente para obtenção da curva de tensão diferencial experimental. O Gráfico 5.7(a) ilustra o comportamento da corrente de entrada simulada em comparação com a experimental, com o degraú na referência realizado no tempo 0,33 s. Da mesma forma, o Gráfico 5.7(b) ilustra o comportamento da tensão diferencial no barramento CC para o mesmo degraú de potência. Nos gráficos é possível observar que a diferença entre a simulação e o experimental é pequena e existe, provavelmente, pelos parâmetros não lineares desconsiderados no projeto. Desta forma, os controladores projetados apresentam uma boa aproximação entre o simulado e o real.

A partir da análise, é possível observar que a corrente se ajusta rapidamente no conver-

Gráfico 5.7 – Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor via análise experimental e simulação.

sor, para a potência de referência, com tempo de transitório em torno de um ciclo da tensão da rede, enquanto a tensão diferencial, por sua vez, entra em regime permanente em aproximadamente cinco ciclos.

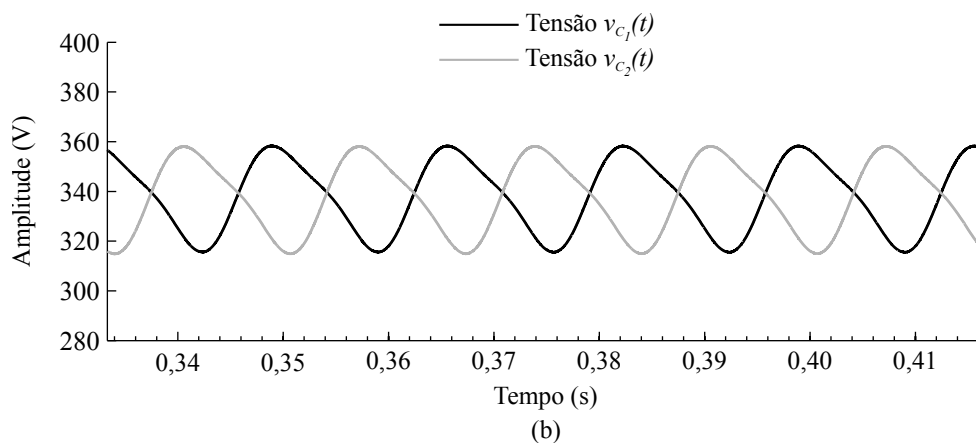
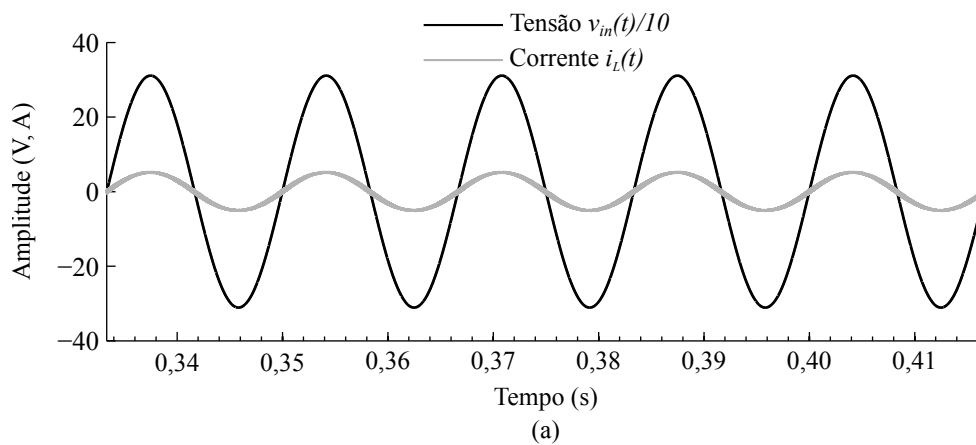
5.2 TENSÃO EFICAZ DE ENTRADA IGUAL A 220 V

Com o conversor operando com elevada tensão de entrada, a variação da tensão nos capacitores C_1 e C_2 diminui, assim como a variação máxima de corrente no indutor L . Isto acontece devido a tensão total do barramento e a tensão de alimentação do conversor possuírem uma menor diferença.

5.2.1 Referência de potência de 800 W

Para o caso de maior referência de potência com tensão de entrada eficaz igual a 220 V foi possível obter os resultados de simulação encontrados no Gráfico 5.8. Nesta situação, a corrente de referência, oriunda do controle em malha aberta da potência, possui valor de pico de 5,1426 A e a tensão média nos capacitores do barramento são da ordem de 330 V, com uma variação total em torno de 45 V.

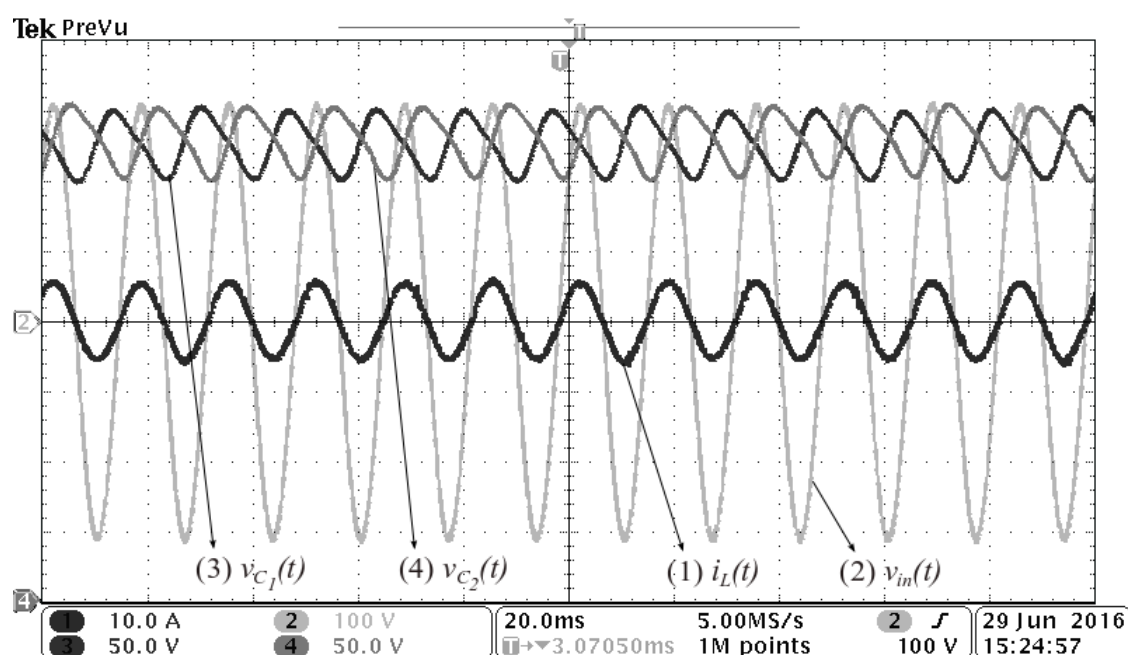
Gráfico 5.8 – Resultado de simulação para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 220$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Os resultados experimentais são ilustrados no Gráfico 5.9. Como é possível observar, a corrente possui característica cossenoidal e encontra-se em fase com a tensão de entrada. De acordo com a análise das curvas, o fator de potência encontrado foi de 0,997 e o erro obtido no rastreamento da potência de referência foi 3,81 %. As tensões nos capacitores encontram-se equilibradas, com tensão média em torno de 350 V e o valor da variação de tensão é bem próximo ao de simulação, em torno de 50 V.

Gráfico 5.9 – Resultado experimental para referência de potência de 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.

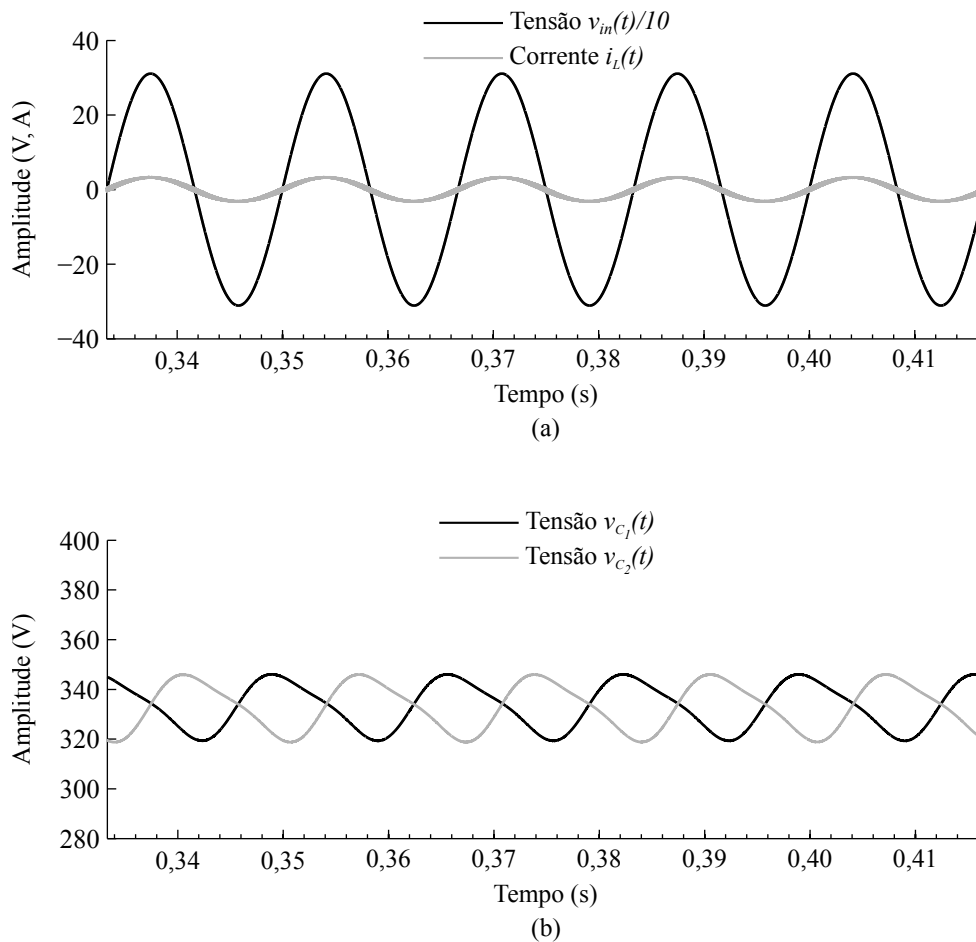


Fonte: Obtido experimentalmente.

5.2.2 Referência de potência de 500 W

Os resultados de operação para o conversor operando com potência de referência igual a 500 W e tensão eficaz de alimentação de 220 V são ilustrados no Gráfico 5.10. Para este ponto de operação a referência de corrente na entrada, dada pela malha aberta de potência, possui valor de pico igual a 3,214 A. O valor médio nas tensões dos capacitores é de aproximadamente 330 V e a variação de tensão fica em torno de 25 V.

Gráfico 5.10 – Resultado de simulação para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 220$ V.

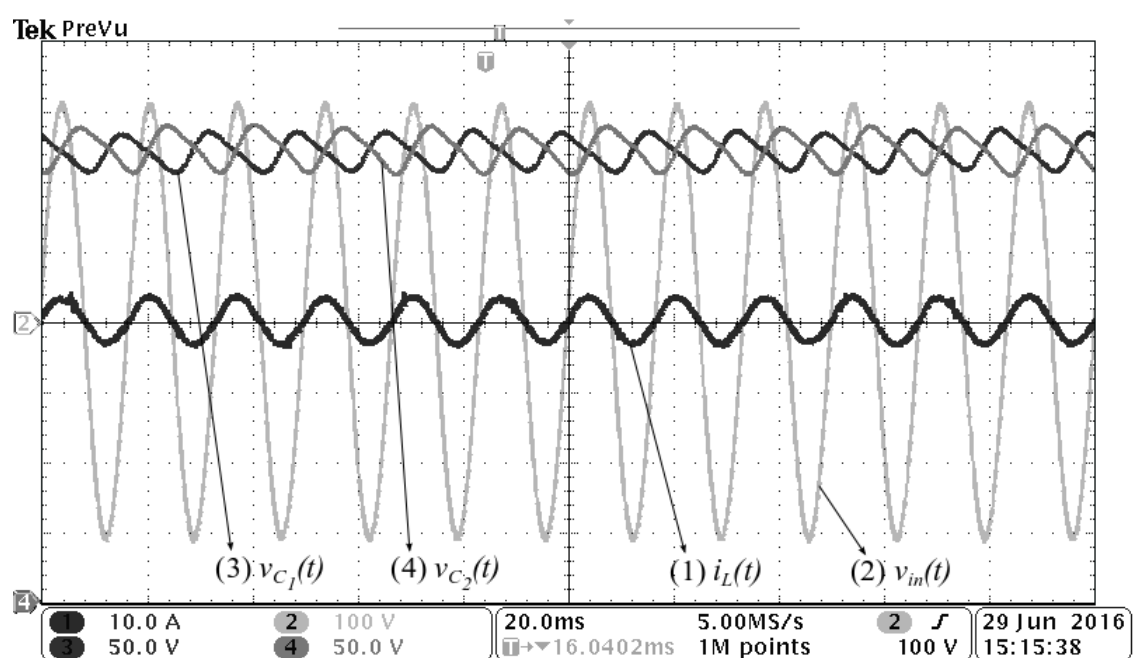


Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Como pode ser observado no Gráfico 5.11, a corrente possui característica muito próxima a de simulação, com característica bastante cossenoidal e em fase com a tensão de entrada. O fator de potência, calculado para estas curvas, foi de 0,9944. O erro de rastreamento da potência, obtido para este ponto de operação, foi de 0,16 %.

As tensões nos capacitores do barramento, conforme ilustrado no Gráfico 5.11, encontram-se em equilíbrio, com valor médio de aproximadamente 320 V e variação da ordem de 35 V. Ambos valores divergem um pouco dos de simulação, provavelmente devido as perdas elétricas não consideradas em simulação.

Gráfico 5.11 – Resultado experimental para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 220$ V.



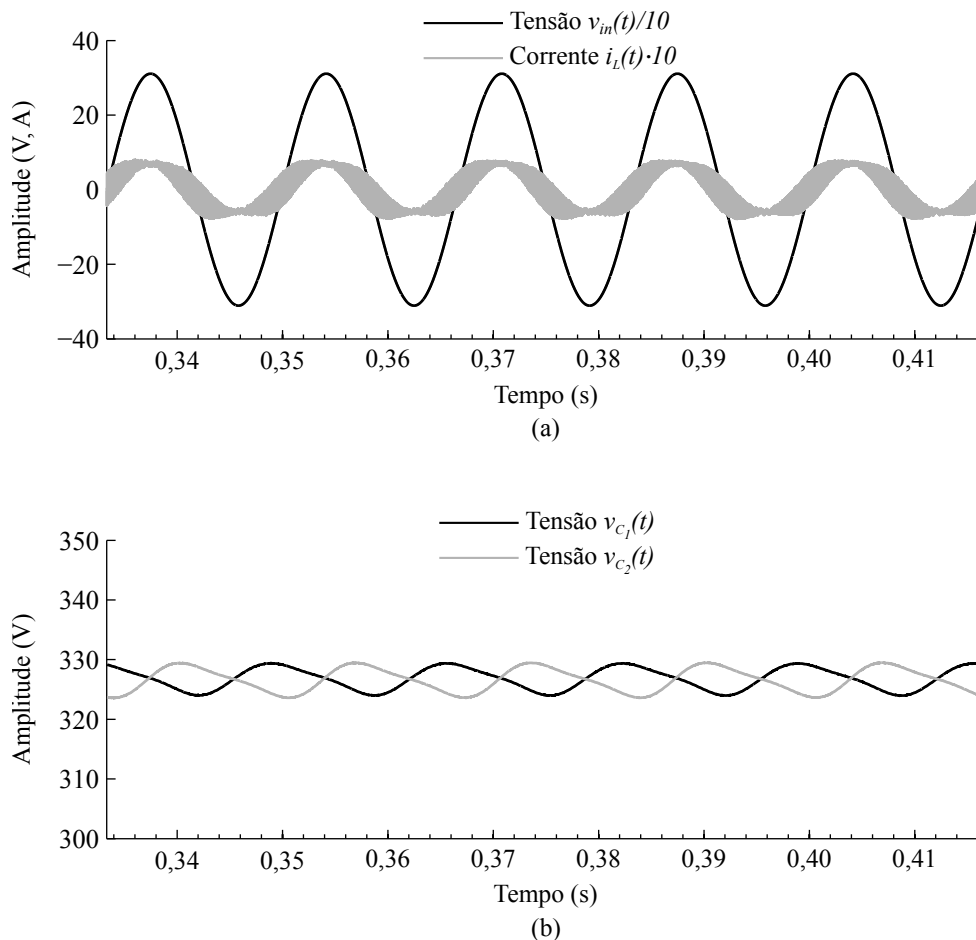
Fonte: Obtido experimentalmente.

5.2.3 Referência de potência de 100 W

A última análise realizada, foi para a potência de 100 W e tensão eficaz de entrada igual a 220 V. Este foi o pior caso de operação simulado, devido a amplitude da corrente de referência, oriunda da referência de potência, ser baixa e no mesmo nível de valor da variação da corrente de entrada. O valor de referência para este ponto de operação possui valor de pico igual a 0,6428 A. Para facilitar a visualização, a corrente no Gráficos 5.12(a) foi multiplicada por 10.

As tensões nos capacitores, a partir da simulação, possuem valor em torno de 328 V, com uma pequena ondulação, na ordem de 8 V. O Gráfico 5.5 ilustra o comportamento das tensões nos capacitores de barramento CC.

Gráfico 5.12 – Resultado de simulação para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 220$ V.

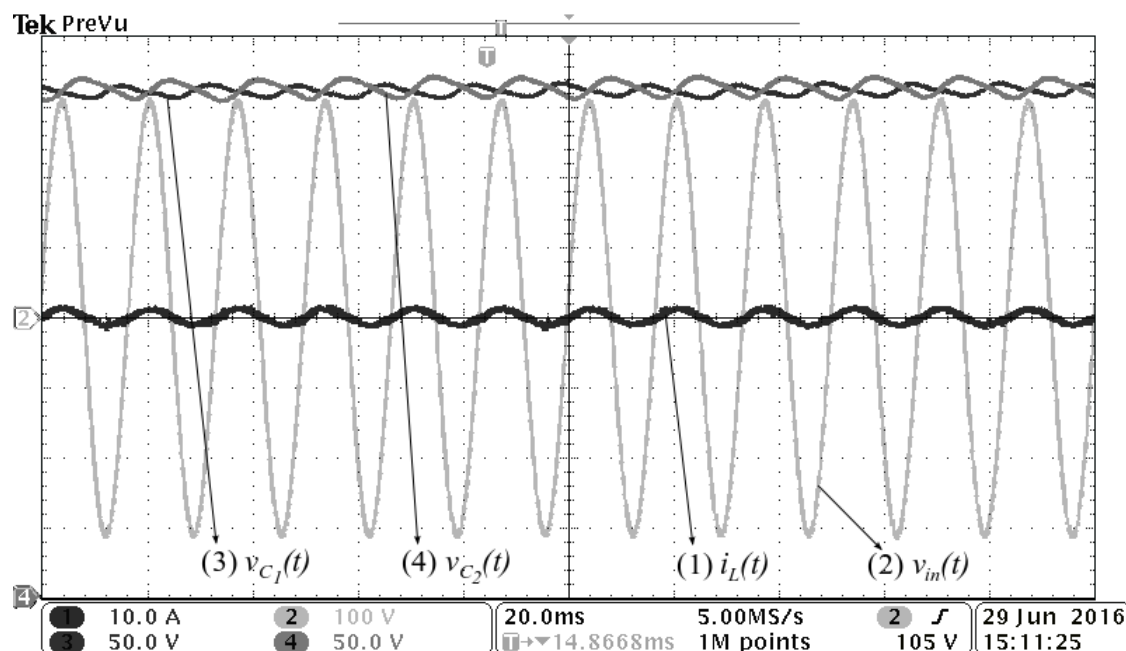


Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

Os resultados experimentais para este ponto de operação podem ser visualizados no Gráfico 5.6. De acordo com (a) a corrente possui elevada distorção, quando comparada com os resultados obtidos nos demais pontos de operação, mesmo assim, o fator de potência obtido na análise das curvas foi de 0,9494, considerado razoável. o erro de rastreamento de potência para

este caso de operação foi elevado e o valor obtido foi de 11,44 %.

Gráfico 5.13 – Resultado experimental para referência de potência de 100 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 220$ V.



Fonte: Obtido experimentalmente.

De acordo com o Gráfico 5.13 as tensões do barramento possuem valor médio de aproximadamente 365 V, com uma variação distinta para cada uma das tensões. A variação da tensão $v_{C_1}(t)$ é de aproximadamente 15 V, enquanto a variação da tensão $v_{C_2}(t)$ é de aproximadamente 10 V. Tal variação, provavelmente é oriunda da distorção na corrente de entrada obtida, e da desconsideração das perdas dos elementos do conversor na simulação.

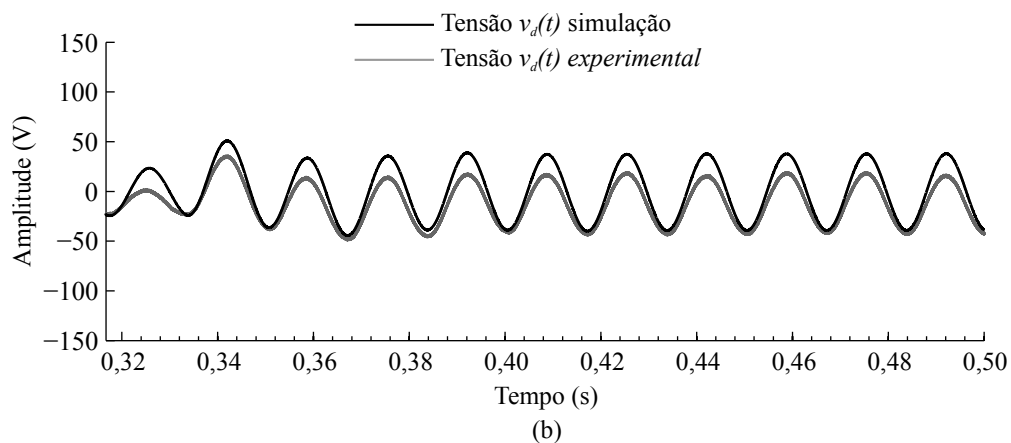
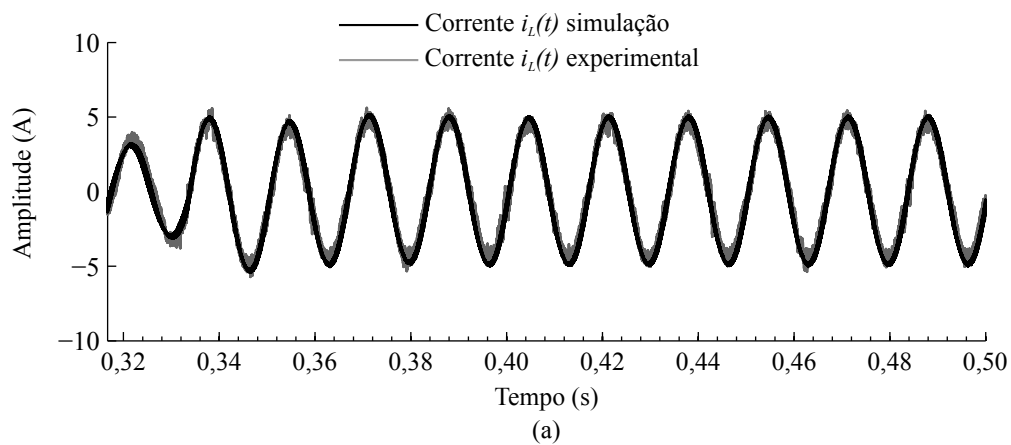
5.2.4 Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W

Para validação dos controladores e verificar os tempos de acomodação um degrau de referência de potência foi realizado. O degrau foi aplicado no tempo 0,333 s variando a referência, instantaneamente, de 500 W para 800 W.

O Gráfico 5.14(a) ilustra o comportamento da corrente de entrada para o degrau, tanto para a simulação quanto para o experimental. De acordo com as curvas é possível observar que a corrente se adapta ao novo sinal de referência rapidamente, em aproximadamente um ciclo da tensão da rede.

O Gráfico 5.14(b) ilustra o comportamento da tensão diferencial para simulação e experimental. Apesar de existir um pequeno erro de nível CC e amplitude, oriundo provavelmente das desconsiderações realizadas em simulação, entre as curvas, é possível observar que a características transitórias, para ambas, são bastante semelhantes. A tensão diferencial se acomoda para o degrau de potência, em cerca de quatro ciclos da rede.

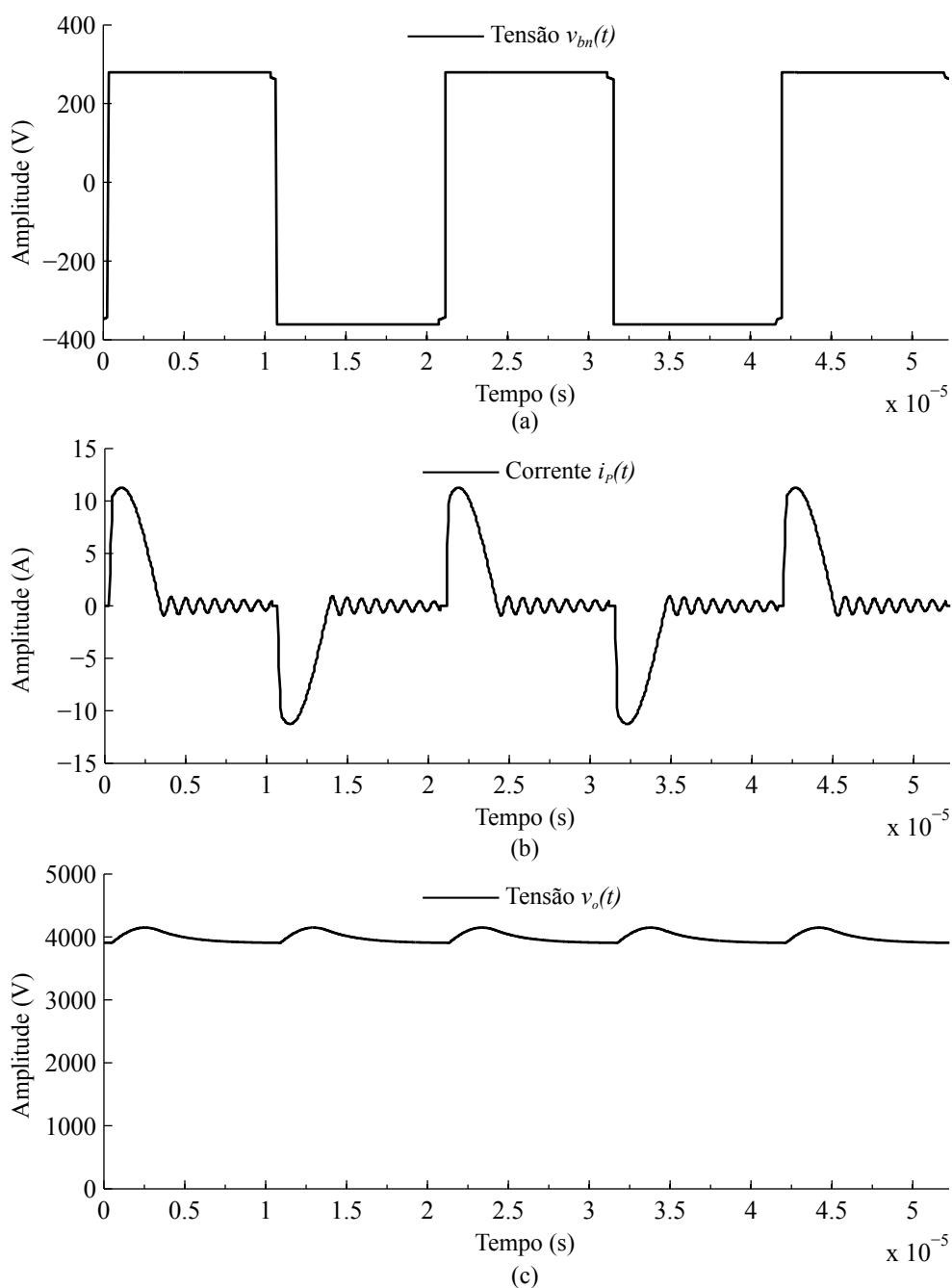
Gráfico 5.14 – Degrau de referência de potência de 500 W para 800 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 220$ V.



5.3 CONVERSOR CC-CC

Para análise das formas de onda no conversor CC-CC, o ponto de operação com potência de referência P_{in}^* igual a 500 W foi escolhido. O Gráfico 5.15 ilustra o comportamento da tensão $v_{bn}(t)$, da corrente $i_p(t)$ e da tensão de saída $v_o(t)$ em alta frequência. Nesta simulação, uma capacitância parasita equivalente no secundário do transformador, na ordem de 20 pF, foi assumida.

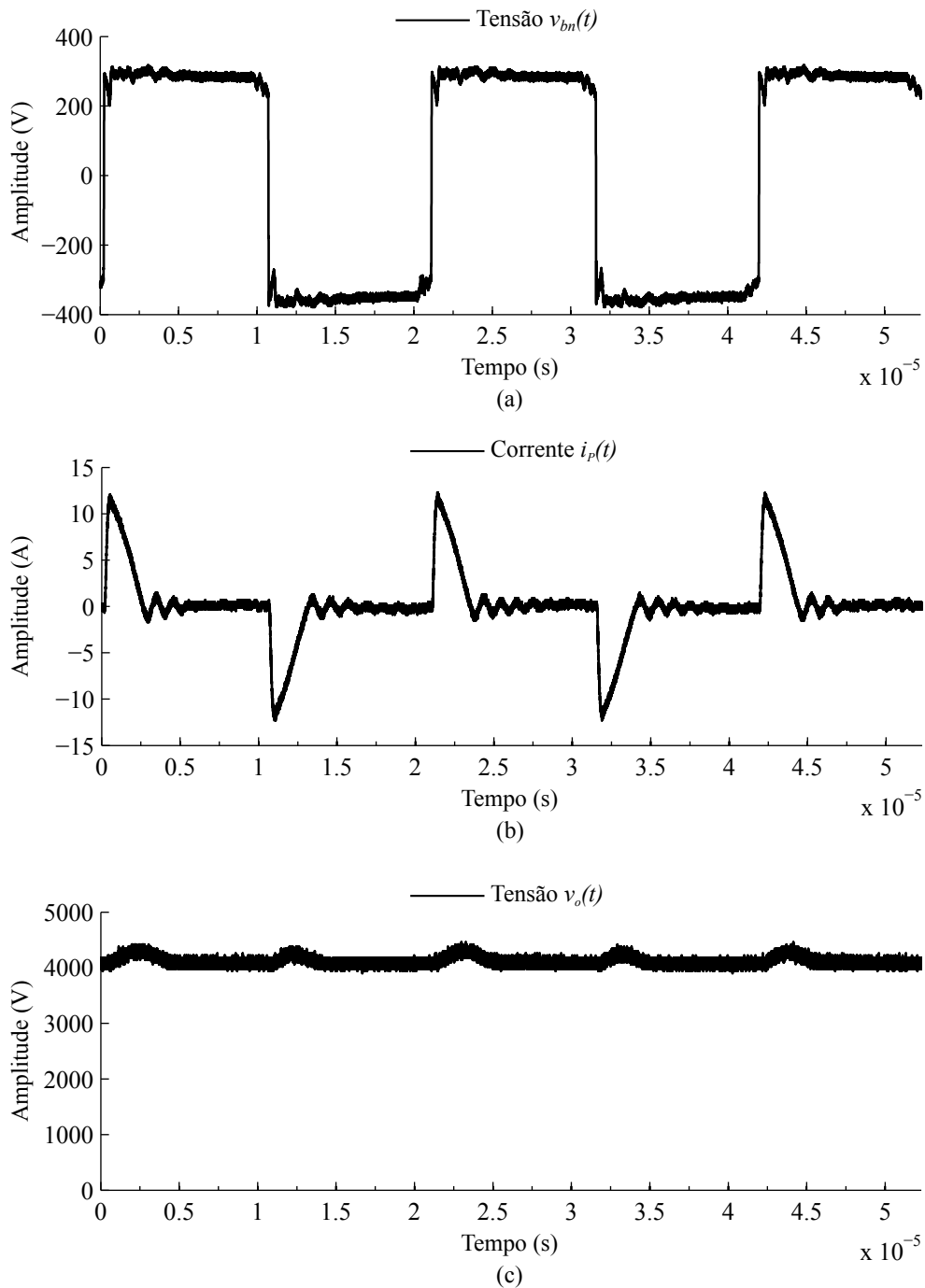
Gráfico 5.15 – Simulação do comportamento do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V. (a) $v_{bn}(t)$, (b) $i_p(t)$ e (c) $v_o(t)$.



Fonte: Elaborado pelo autor via simulação.

A partir de análise experimental, para a mesma condição de operação, o Gráfico 5.16 foi obtido. Como é possível observar tanto a simulação quanto o experimental são bem próximos. É possível verificar a boa continuidade da tensão de saída $v_o(t)$, dependente da escolha dos capacitores de saída, e a influência das capacitâncias parasitas no funcionamento do conversor.

Gráfico 5.16 – Resultado experimental do comportamento do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{inRMS} = 110$ V. (a) $v_{bn}(t)$, (b) $i_p(t)$ e (c) $v_o(t)$.

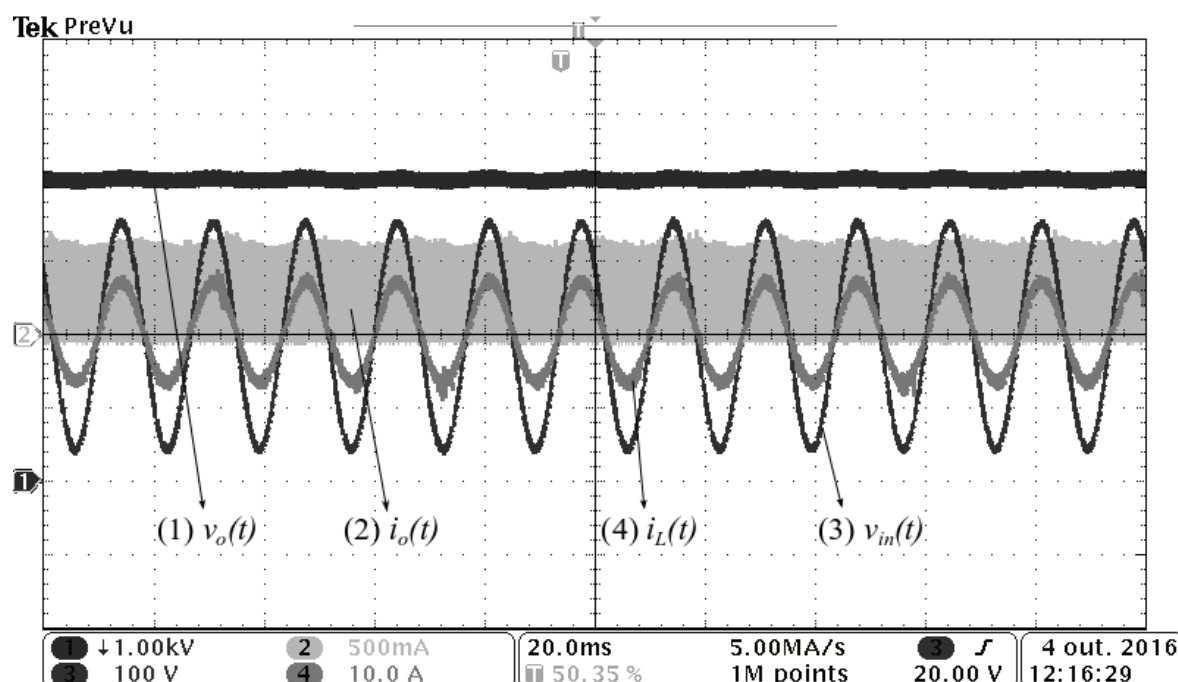


Fonte: Elaborado pelo autor via análise experimental.

Outra análise realizada no conversor CC-CC foi a da verificação do comportamento

da corrente de saída. O Gráfico 5.17 ilustra esta análise. O intuito desta análise também era descobrir qual a potência de saída para uma determinada potência de entrada, e desta forma obter um valor de eficiência para o conversor neste ponto de operação, porém, a elevada variação na corrente do magnetron, devido a entrada e saída do modo oscilatório, impossibilitou um cálculo preciso destes parâmetros.

Gráfico 5.17 – Resultado experimental do comportamento da corrente de saída do conversor CC-CC para referência de potência de 500 W, com tensão de alimentação $V_{in_{RMS}} = 110\text{ V}$.



Fonte: Obtido experimentalmente.

Como é possível observar, pelo comportamento da corrente na saída do conversor CA-CC tem-se uma geração de micro-ondas pulsada em alta frequência, que como visto no capítulo 2, é uma boa opção para utilização em processamento de materiais onde a agitação das moléculas é crítica.

5.3.1 Sumário

Neste capítulo, foram abordados os resultados de simulação e experimentais obtidos para o conversor CA-CC. Para análise foram considerados três pontos de operação para cada uma das principais tensões de alimentação. Desta forma, as potências de referências para o conversor foram 800 W, 500 W e 100 W para as tensões eficazes de alimentação de 110 V e 220 V.

De acordo com o ilustrado neste capítulo, os controladores projetados mostraram-se

adequados para operação do conversor, não tornando-se instáveis em nenhum dos pontos de operação verificados, e resultando em uma boa regulação da corrente e tensão diferencial no conversor.

De acordo com os resultados obtidos, é possível observar que o conversor opera com elevado fator de potência, obtendo os piores valores para pequenos valores de referência de potência, região onde a referência de corrente é muito baixa e ordem do sinal de variação de corrente no indutor. Da mesma forma, o pior rastreamento de potência ocorre nesta faixa de operação. A tabela 5.2 mostra os principais valores obtidos experimentalmente para o conversor em cada resultado.

Tabela 5.2 – Resultados experimentais em regime permanente para o conversor.

Tensão eficaz de entrada	FP	Potência de ref.	Potência	Erro
110 V	0,9953	800 W	832,8 W	4,10 %
110 V	0,9902	500 W	516,05 W	3,21 %
110 V	0,9689	100 W	105,37 W	5,37 %
220 V	0,9970	800 W	824,8 W	3,81 %
220 V	0,9944	500 W	500,82 W	0,16 %
220 V	0,9494	100 W	88,55 W	11,44 %

6 CONCLUSÕES

6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta dissertação, a análise e controle de um conversor CA-CC com elevado ganho de tensão e elevado fator de potência na entrada foram realizados. O conversor proposto é constituído por um retificador controlado e um inversor isolado operando em malha aberta, com razão cíclica fixa igual a 50 %. Ambos os circuitos são do tipo meia ponte formados por IGBT's.

O conversor foi aplicado na alimentação de um magnetron, para utilização em um sistema de aquecimento por micro-ondas, em uma elevada faixa de potência, permitindo aplicação tanto doméstica quanto industrial. Nos capítulos iniciais, uma abordagem sobre a utilização micro-ondas para aquecimento em diversos tipos de aplicação foi realizada, mostrando as vantagens e importância deste tipo de tecnologia. Também foram apresentadas as principais topologias utilizadas na alimentação do magnetron, onde destacam-se conversores ressonantes de tensão baseados em *leakage transformers*, com elevadas perdas de acordo o aumento da potência processada. O controle da corrente de entrada em tais topologias também não é realizado e o fator de potência na maioria dos casos baixo. Tais características, limitam a utilização das topologias a nível doméstico, na aplicação em fornos domésticos de baixa potência.

A metodologia de projeto dos elementos ativos e passivos do conversor foi apresentada, permitindo a construção adequada de um protótipo. Os modelos matemáticos de pequenos sinais, que descrevem as dinâmicas de operação do conversor em um ponto de operação, necessários para projeto dos controladores foram apresentados. Para validação experimental, um protótipo de 800 W utilizando o magnetron comercial 2M261-M22, foi desenvolvido.

Os compensadores digitais propostos para o protótipo são responsáveis por controlar a corrente na entrada do conversor e por equilibrar a tensão nos capacitores do barramento CC. O controlador de corrente, foi projetado propiciando elevada banda passante ao sistema, enquanto o controlador de tensão diferencial foi projetado com dinâmica lenta. Os controladores foram implementados em microcontrolador, de baixo custo, que opera em lógica de ponto fixo, possibilitando diminuir custos de fabricação.

A partir dos resultados apresentados, no Capítulo 5, é possível verificar a eficácia dos controladores projetados para o conversor. Resultados para diferentes potências de referência foram apresentados e para todos o conversor se comportou adequadamente. Analisando os resultados é possível verificar que o conversor opera com elevado fator de potência, porém existe erro no rastreamento de potência, devido a operação em malha aberta para controle deste parâmetro. Quando o conversor se insere em um sistema responsável pelo controle de temperatura a partir da potência de referência, no entanto, realizar o controle em malha fechada para a potência

é desnecessário, uma vez que as malhas externas realizam esta compensação.

Como foi possível observar, ainda no Capítulo 5, as dinâmicas de acomodação envolvidas para um degrau na referência de potência, são bastante rápidas, onde a corrente entra em regime permanente em cerca de um ciclo da tensão da rede e a tensão diferencial em cerca de 5 ciclos. Como a dinâmica da temperatura, em um sistema de aquecimento por micro-ondas é bastante lenta, onde acomodações acontecem na ordem de segundos, o sistema de controle proposto, supre as necessidades, adequadamente, deste tipo de aplicação.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Abaixo são apresentados trabalhos que podem ser realizados futuramente, de forma a contribuir com o trabalho realizado nesta dissertação de mestrado:

- O conversor CA-CC foi analisado, principalmente em função de seu funcionamento e controle. No trabalho desta dissertação os projetos foram realizados sem grande profundidade nas perdas do conversor. Dessa forma, uma análise criteriosa sobre as perdas nos semicondutores e elementos passivos pode ser realizada.
- De acordo com o projeto, um elevado valor de indutância foi necessário na entrada do conversor. Como trabalho futuro, uma análise considerando as perdas no retificador, de acordo com o aumento da frequência de operação, pode ser realizada. Esta análise contribuirá na diminuição do volume deste elemento no conversor e pode ser realizada considerando uma diminuição não expressiva na eficiência.
- Alguns aspectos relacionados a construção do protótipo não foram escolhidos de forma a se obter um produto com baixo custo para fabricação. Os sensores de corrente e tensão de entrada e os *drivers* utilizados, por exemplo, foram escolhidos de acordo com a disponibilidade em laboratório, facilitando a implementação do protótipo. Os circuitos podem ser substituídos por outros, que utilizem componentes mais acessíveis e de menor preço diminuindo o custo de fabricação.

6.3 PUBLICAÇÕES

Durante a realização da dissertação o trabalho "*Modeling and control of a high-frequency magnetron power supply for microwave heating applications*", ligado ao tema, foi publicado no 13º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, organizado pela IEEE em Fortaleza, no ano de 2015. Com a finalização do trabalho, espera-se obter outra publicação, visando atingir uma revista relacionada a área.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AYMERICH, T.; PICOUET, P.; MONFORT, J. Decontamination technologies for meat products. **Meat Science**, v. 78, n. 1–2, p. 114 – 129, 2008. ISSN 0309-1740. Symposium on Meat safety: From Abattoir to Consumer. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0309174007002410>>.

BENGTSSON, N.; OHLSSON, T. Microwave heating in the food industry. **Proceedings of the IEEE**, v. 62, n. 1, p. 44–55, Jan 1974. ISSN 0018-9219.

BERTELI, M.; MARSAIOLI, A. Evaluation of short cut pasta air dehydration assisted by microwaves as compared to the conventional drying process. **Journal of Food Engineering**, Elsevier, v. 68, n. 2, p. 175–183, 2005.

CHAN, T.; READER, H. **Understanding Microwave Heating Cavities**. Artech House, 2000. (Artech House microwave library). ISBN 9781580530941. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=1NtSAAAAMAAJ>>.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Springer US, 2001. (Power electronics). ISBN 9780792372707. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=On9-rJTR8ygC>>.

FREIJEDO, F. D. et al. A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 2829–2840, Aug 2009. ISSN 0278-0046.

HASANIEN, B.; SAYED, K. Current source zcs pfm dc-dc converter for magnetron power supply. In: **Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 464–469.

HECKERT. **Microwave Ovens Heat Food Unevenly**. 2011. Disponível em: <http://physics.suite101.com/article.cfm/microwave_ovens_heat_food_unevenly>.

JÚNIOR, L. C. P. **Validação de técnicas para modelagem numérica de fornos de micro-ondas baseadas no método dos elementos finitos**. 2013. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2013.

KAKO, H.; NAKAGAWA, T.; NARITA, R. Development of compact inverter power supply for microwave oven. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 37, n. 3, p. 611–616, Aug 1991. ISSN 0098-3063.

LEVINE, W. **The Control Handbook**. Taylor & Francis, 1996. (Electrical Engineering Handbook). ISBN 9780849385704. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=2WQP5JGaJOGC>>.

MARTIN, D.; JIANU, A.; IGHIGEANU, D. A method for the 2.45-ghz magnetron output power control. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 49, n. 3, p. 542–545, Mar 2001. ISSN 0018-9480.

MATSUSHIGE, T. et al. Cost effective pwm soft switching high voltage converter with utility ac side harmonic current reduction strategy for microwave oven. In: **Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 118–123 vol.1.

MATSUSHIGE, T. et al. Voltage-clamped soft switching pwm inverter-type dc-dc converter for microwave oven and its utility ac side harmonics evaluations. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 147–152 vol.1.

MEREDITH, R.; ENGINEERS, I. of E. **Engineers' Handbook of Industrial Microwave Heating**. Institution of Electrical Engineers, 1998. (Energy Engineering Series). ISBN 9780852969168. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=fKXHVC8W64oC>>.

NODARI, L. M. et al. A new digital control system for a single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1204–1211. ISSN 2329-3721.

NUANYAI, K.; PUANGNGERNMAK, N.; CHALERMWISUTKUL, S. A novel low cost magnetron power control for microwave heating applications. In: **Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2010 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1123–1126.

OGATA, K. **Discrete-time Control Systems**. Prentice-Hall International, 1995. (Prentice Hall International editions). ISBN 9780133286427. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=5a51QgAACAAJ>>.

OLIVEIRA, D. B. de. **Análise do aquecimento por micro-ondas em uma cavidade mono-modulo utilizando uma técnica semi-analítica**. 2007. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2007.

OLIVEIRA, R. D. **Sistema Fotovoltaico conectado a rede elétrica empregando o conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência controlado digitalmente**. 2012. Dissertação (Mestrado) — Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2012.

OSEPCHUK, J. M. A history of microwave heating applications. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 32, n. 9, p. 1200–1224, Sep 1984. ISSN 0018-9480.

OSEPCHUK, J. M. The history of the microwave oven: A critical review. **Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International**, p. 1397–1400, June 2009. ISSN 0149-645X.

PINTO, F. G. H. S. et al. Uso da espuma de esgoto como matéria prima para produção de biodiesel usando a técnica de microondas. **Blucher Chemistry Proceedings**, v. 3, n. 1, p. 862–871, 2015.

POZAR, D. **Microwave Engineering, 4th Edition**. Wiley, 2011. ISBN 9781118213636. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=JegbAAAAQBAJ>>.

RASHID, M. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. Makron, 1999. ISBN 9788534605984. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=n9tIAAAACAAJ>>.

SANSEVERINO, A. M. Microondas em síntese orgânica. **Química Nova**, scielo, v. 25, p. 660 – 667, 07 2002. ISSN 0100-4042. Disponível em: <<http://www.scielo.br/pdf/qn/v25n4/10542.pdf>>.

SILVA, F. A. d.; JÚNIOR, A. M. Estudo comparativo da conservação de castanha-do-brasil (*bertholletia excelsa*) seca por microondas e convencionalmente. **Bol. Centro Pesqui. Process. Aliment**, v. 22, n. 2, p. 387–404, 2004.

SOUSA, W. et al. Sensory evaluation of dried bananas obtained from air dehydration assisted by microwaves. In: **Advances in Microwave and Radio Frequency Processing**. [S.l.]: Springer, 2006. p. 289–302.

SOUZA, J.; PEIXOTO, A.; TOLEDO, F. de. **Enciclopédia agrícola brasileira: S-Z**. Edusp, 1995. (Enciclopédia agrícola brasileira). ISBN 9788531409875. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=wqU3SihZqfcC>>.

SOUZA, P. M. de. **Estudo comparativo da pasteurização de leite pelo método convencional e por micro-ondas**. 2007. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2007.

TSUKUI, A. **Extração assistida por micro-ondas de óleo de café verde (Coffea arabica L.) e quantificação de diterpenos por cromatografia líquida de alta eficiência**. 2013. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

VALERIO, A. et al. Síntese de poli (ureia-uretano) via polimerização em miniemulsão em reator microondas. **Blucher Chemical Engineering Proceedings**, v. 1, n. 2, p. 14100–14107, 2015.

YANG, Y.-R. A magnetron driver with half-bridge llc resonant converter for microwave oven. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 347–352.

APÊNDICE A – MODELO MÉDIO POR ESPAÇO DE ESTADOS PARA SISTEMAS LINEARES POR PARTES

Neste apêndice é apresentada a definição da equação de obtenção do modelo médio em espaços de estados para um conversor com duas etapas de operação. Para tanto, são definidos os sistemas de equações de estado (A.1) e (A.2) que representam um conversor operando em modo de condução contínua. Cada sistema de equações corresponde a uma etapa de operação que juntas integram um período de operação T_s :

Etapa 1: $t_o < t \leq d(t)T_s$:

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{U}(t) \quad \mathbf{Y}_1(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}_1\mathbf{U}(t) \quad (\text{A.1})$$

Etapa 2: $d(t)T_s < t \leq T_s$:

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{U}(t) \quad \mathbf{Y}_2(t) = \mathbf{C}_2\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}_2\mathbf{U}(t) \quad (\text{A.2})$$

Assumindo que os componentes da matriz das variáveis de estado $\mathbf{X}(t)$ e os componentes da matriz das entradas do sistema $\mathbf{U}(t)$ não apresentam grandes variações em um período de comutação, é possível empregar o Teorema do valor médio para cada etapa de operação. Aplicando o Teorema na etapa 1 e 2 obtém, respectivamente:

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{U}(t) \quad \longrightarrow \quad \frac{\mathbf{X}(d(t)T_s) - \mathbf{X}(t_0)}{d(t)T_s} = \mathbf{A}_1\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s} \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{U}(t) \quad \longrightarrow \quad \frac{\mathbf{X}(T_s) - \mathbf{X}(t_0)}{T_s} = \mathbf{A}_2\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s} \quad (\text{A.4})$$

Reorganizando as equações (A.3) e (A.4), tem-se, respectivamente:

$$\mathbf{X}(d(t)T_s) = \mathbf{X}(t_0) + (d(t)T_s)(\mathbf{A}_1\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{X}(T_s) = \mathbf{X}(d(t)T_s) + (T_s)(\mathbf{A}_2\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.6) em (A.5) chega-se a:

$$\mathbf{X}(T_s) = \mathbf{X}(t_0) + (d(t)T_s)(\mathbf{A}_1\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_1\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) + ((1-d(t))T_s)(\mathbf{A}_2\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) \quad (\text{A.7})$$

Considerando a aproximação de Euler para calcular a derivada do valor médio em um período de comutação, se obtém que:

$$\frac{d\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s}}{dt} \approx \frac{\mathbf{X}(T_s) - \mathbf{X}(t_0)}{T_s} \quad (\text{A.8})$$

Assim, substituindo-se (A.8) em (A.9) e reorganizando a equação é possível obter o modelo médio em espaço de estados pela média das respectivas matrizes em um período de comutação:

$$\frac{d\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s}}{dt} = [d(t)\mathbf{A}_1 + (1-d(t))\mathbf{A}_2]\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{B}_1 + (1-d(t))\mathbf{B}_2]\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s} \quad (\text{A.9})$$

Da mesma forma, para a obtenção do modelo médio para a saída $\mathbf{Y}(t)$ é necessário analisar cada período de comutação. Assumindo novamente que os componentes de $\mathbf{X}(t)$ e $\mathbf{U}(t)$ não apresentam grandes variações em um período de comutação, empregando o teorema do valor médio chega-se a:

$$\langle\mathbf{Y}(t)\rangle_{T_s} = d(t)(\mathbf{C}_1\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{D}_1\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) + (1-d(t))(\mathbf{C}_2\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + \mathbf{D}_2\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s}) \quad (\text{A.10})$$

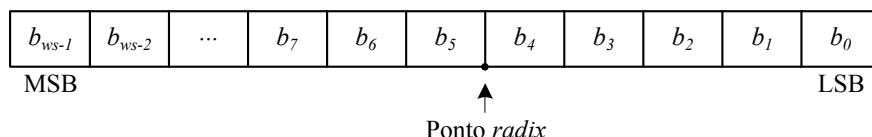
Rearranjando os termos da equação (A.10), tem-se:

$$\langle\mathbf{Y}(t)\rangle_{T_s} = [d(t)\mathbf{C}_1 + (1-d(t))\mathbf{C}_2]\langle\mathbf{X}(t)\rangle_{T_s} + [d(t)\mathbf{D}_1 + (1-d(t))\mathbf{D}_2]\langle\mathbf{U}(t)\rangle_{T_s} \quad (\text{A.11})$$

ANEXO A – ARITMÉTICA BINÁRIA DE PONTO FIXO

Na aritmética de ponto fixo, os números sempre são normalizados como frações binárias (LEVINE, 1996). Segundo Oliveira (2012), o formato de um número é caracterizado pelo número de bits e pelo ponto de raiz, conforme pode ser observado na Figura A.1.

Figura A.1 – Representação de um número binário em ponto fixo



Fonte: Fonte: Adaptado de Oliveira (2012).

Onde:

- b_i é um dígito binário na palavra, na posição i ;
- ws é o número total de bits empregado para representar a palavra;
- MSB é o bit mais significativo, que represente, normalmente o sinal do número;
- LSB é o bit menos significativo.
- ponto *radix* é a posição do separador decimal assumida para o número.

O formato utilizado para representação de um determinado número na base decimal em uma base binária de ponto fixo é o Q_n , representado por:

$$Q_n = N_d \cdot 2^n \quad (\text{A.1})$$

onde:

- N_d é o número no formato decimal.
- n é o número de deslocamentos à esquerda do ponto *radix* com relação ao LSB.

Por exemplo, a representação binária do número decimal 0.5 em uma base de ponto fixo *radix* $n = 8$ é dada por:

$$Q_8 = N_d \cdot 2^8 = 0.5 \cdot 2^8 = 128_8 \quad (\text{A.2})$$

Para realizar operações de soma e subtração em ponto fixo, ambos os operandos devem possuir o mesmo *radix* em ponto fixo. O resultado também apresenta o mesmo *radix*. O número total de bits do resultado é $ws + 1$.

Por outro lado, as operações de multiplicação ou divisão podem ser realizadas entre operandos em ponto fixo com diferentes *radix*. O *radix* do resultado da multiplicação é a soma dos *radix* dos operandos, enquanto na divisão é a subtração deles. Para exemplificar, um número *radix* 5 multiplicado por um número *radix* 3 resulta em um número *radix* 8, enquanto a divisão de um número *radix* 5 por um número *radix* 3 resulta em um número *radix* 2. Destaca-se que o número total de bits do resultado é $2ws$.

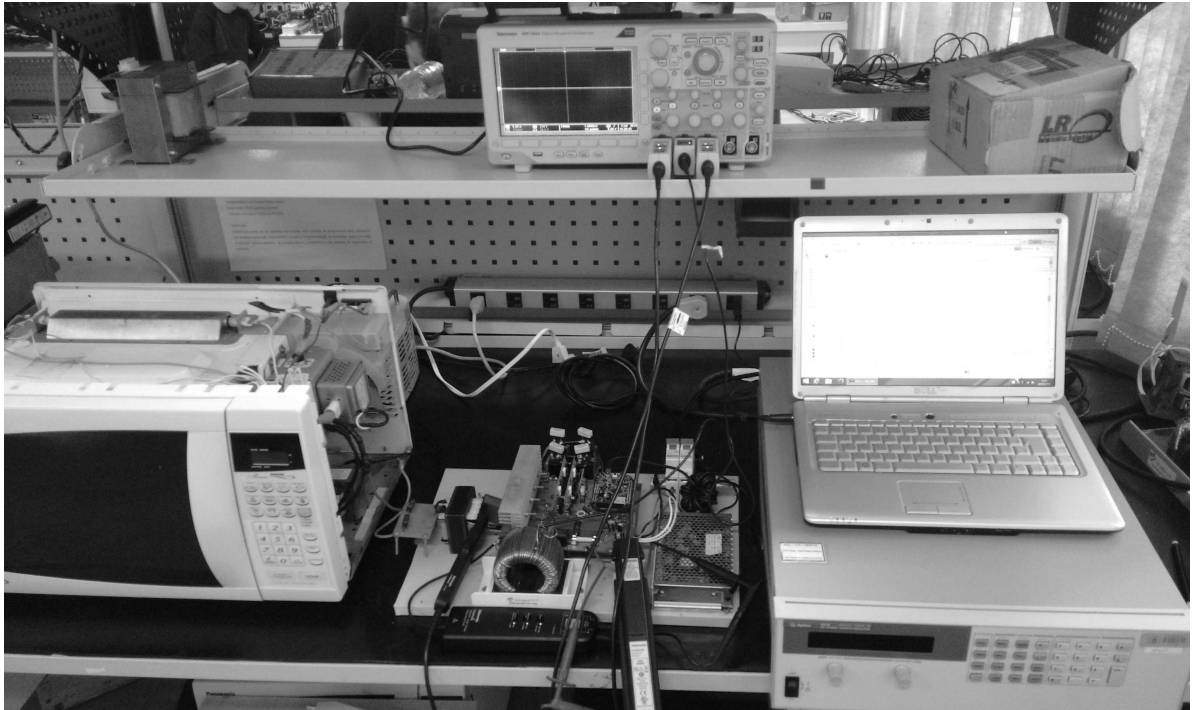
Destaca-se que as mudanças de *radix* não adiciona complexidade computacional, pois as operações de deslocamento à direita e à esquerda são as mais rápidas de se realizar na maioria dos microprocessadores. Nas linguagens de programação são normalmente representadas pelos símbolos \gg e \ll , respectivamente. Deslocar um determinado número binário uma casa para a direita equivale matematicamente a dividir este número por 2, enquanto deslocar uma casa para a esquerda equivale a multiplicar este número por 2. Nas operações com números binários em ponto fixo, o deslocamento à direita ou esquerda consiste em deslocar a posição da base *radix*.

Quanto maior a base *radix* de operação, maior é a precisão nos cálculos em ponto fixo. Contudo, deve-se garantir que os valores atribuídos à variável sejam sempre menores que os valores máximos atribuíveis. Um número inteiro de 16 bits sem sinal, por exemplo, pode conter valores de 0 a 65535. Caso uma variável deste tipo seja utilizada, no cálculo das leis de controle, deve-se assegurar que não exista estouro de variável, extrapolando esta faixa de valores.

ANEXO B – CIRCUITOS DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Neste capítulo são apresentados os circuitos do conversor CA-CC desenvolvido. A Figura B.1 ilustra o protótipo implementado, onde são apresentados os componentes utilizados nos ensaios experimentais realizados.

Figura B.1 – Sistema utilizado na obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Fotografia retirada pelo autor.

B.1 MEDIÇÕES ANALÓGICAS

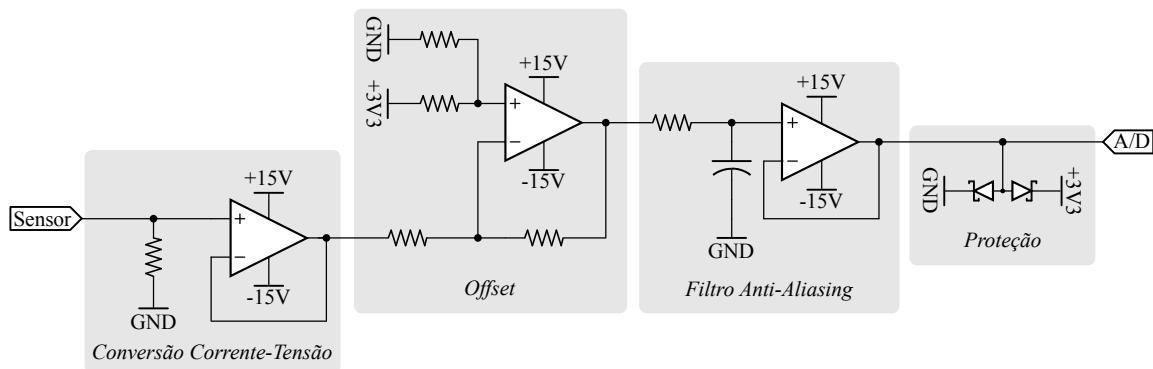
De acordo com as malhas de controle e sistema de proteção, quatro medidas analógicas foram necessárias no protótipo: tensão de entrada, corrente de entrada e a tensão sobre cada capacitor do barramento.

As medidas de tensão de entrada e corrente de entrada, foram realizadas a partir da utilização de transdutores isolados de efeito Hall associadas a circuitos com Amplificadores Operacionais para adequação dos sinais ao microcontrolador. Os transdutores utilizados foram o LA25-NP e o LV20-P, ambos produzidos pela fabricante LEM, que produzem um sinal em corrente, proporcional a medida realizada.

A partir dos sinais em corrente, o circuito ilustrado na Figura B.2 é utilizado para adequar os sinais para leitura pelo conversor A/D do microcontrolador. Na entrada do circuito é

realizada a transformação do sinal de corrente para tensão a partir de um resistor e um circuito seguidor de tensão. Como a medida de tensão sobre o resistor possui valor negativo, um circuito de *offset* é utilizado para adequação aos níveis de tensão do microcontrolador. O sinal em níveis adequados passa pelo filtro *anti-aliasing* para medida. O resistor e o capacitor do filtro *anti-aliasing* são escolhidos de acordo com a frequência de corte do filtro. Na saída diodos são utilizados para auxílio na proteção do canal de medida do microcontrolador.

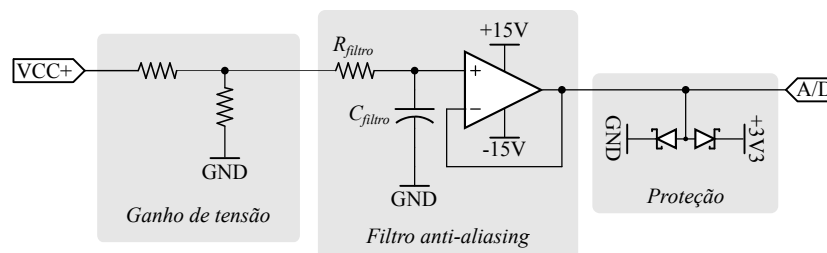
Figura B.2 – Circuito de adequação dos sinais oriundos dos sensores de efeito Hall.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As medidas das tensões dos capacitores do barramento, foram realizadas sem isolação, a partir da utilização de circuitos com amplificadores operacionais. Para a medida de tensão $v_{C_1}(t)$ um simples circuito de ganho de tensão, a partir da utilização de um divisor resistivo em série com o filtro *anti-aliasing* de primeira ordem foi utilizado. Na saída um circuito de proteção a partir de diodos foi utilizado. A Figura B.3 ilustra o circuito de medida da tensão $v_{C_1}(t)$.

Figura B.3 – Circuito de de adequação do sinal de medida da tensão $v_{C_1}(t)$.

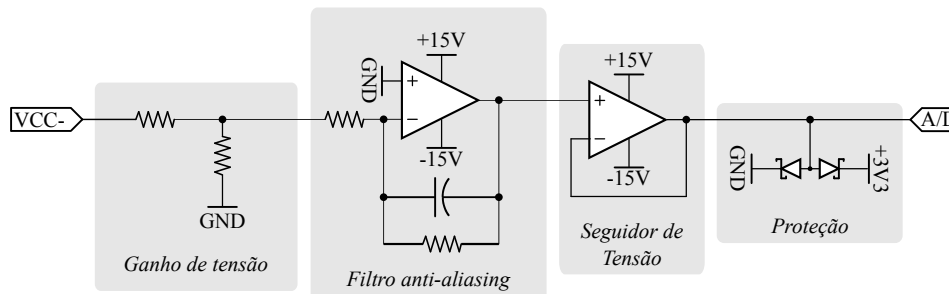


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para realização da medida de tensão $v_{C_2}(t)$, um circuito diferente deve ser utilizado, uma vez que, diferentemente do valor de tensão $v_{C_1}(t)$ o valor medido para $v_{C_2}(t)$ é sempre negativo. Para isso o circuito do filtro *anti-aliasing* foi substituído por um circuito do tipo inversor. Da mesma forma que para a medida $v_{C_1}(t)$ um circuito de ganho de tensão, a partir da utilização de um divisor resistivo em série com o filtro *anti-aliasing* foi utilizado. Na saída um circuito de

proteção a partir de diodos também foi utilizado. A Figura B.4 ilustra o circuito de medida da tensão $v_{C_2}(t)$.

Figura B.4 – Circuito de de adequação do sinal de medida da tensão $v_{C_2}(t)$.



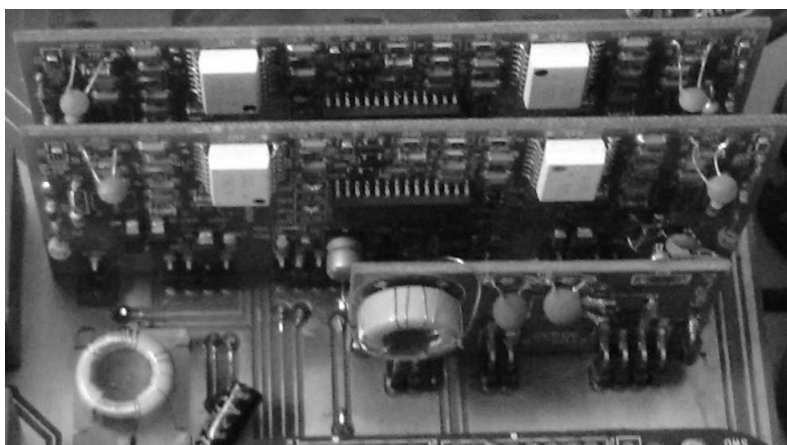
Fonte: Elaborado pelo autor.

B.2 CIRCUITOS DE POTÊNCIA

Os semicondutores IGBT utilizados, tanto no retificador quanto no inversor foram do modelo HGTG11N120CND. Estes dispositivos foram escolhidos devido a disponibilidade no laboratório e por suportarem os valores de 1200 V e 43 A, adequados, de acordo com o projeto realizado no Capítulo 3 .

Para acionamento dos IGBT's foram utilizados dois drivers do modelo SKHI 200pA, fabricados pela empresa Semikron. Cada um destes dispositivos pode alimentar dois semicondutores independentemente. Na aplicação, um dos drivers foi utilizado no retificador e o outro no inversor. Para alimentação destes drivers, foi utilizada a fonte isolada SKHI PS2, do mesmo fabricante. A Figura B.5 ilustra o a placa do driver.

Figura B.5 – Drivers e fonte de alimentação para acionamento dos IGBTs.



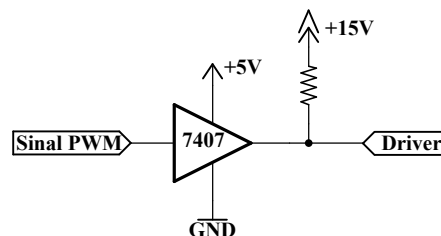
Fonte: Fotografia retirada pelo autor.

O driver SKHI 20opA utilizado possuem as seguintes características:

- Suporta semicondutores com tensão entre coletor e emissor de até 1200V;
- Suporta um barramento CC de até 800 V;
- Os sinais de comutação devem possuir tensão mínima de 11 V e típica de 15V;
- Proteção contra curto-circuito onde ambas as chaves são colocadas em estado aberto em caso de proteção. Para voltar a comutar os IGBT's o driver necessita receber um sinal de *reset*;
- Permite a escolha de tempo-morto de comutação entre as chaves de um mesmo braço. A escolha é realizada a partir da realização de um *jumper* na placa; (Na implementação do protótipo, o tempo morto de $0,25 \mu s$ foi utilizado e configurado diretamente em cada um dos drivers)

Para adequação dos sinais PWM, oriundos do microcontrolador, para a tensão de operação do driver um circuito do tipo *buffer* foi utilizado. O circuito utiliza o circuito integrado 7407 e eleva a tensão do sinal de 3.3 V para 15 V, além de possibilitar uma maior corrente para os sinais. A Figura B.6 ilustra o circuito de adequação dos sinais PWM.

Figura B.6 – Circuito de elevação de tensão e corrente dos sinais PWM oriundos do microcontrolador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

B.3 MICROCONTROLADOR

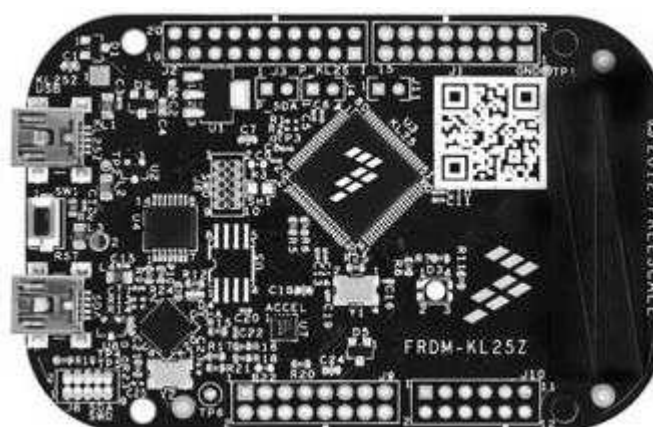
Para facilitar o desenvolvimento, ao invés da utilização de um *chip* de microcontrolador, foi utilizada a plataforma de desenvolvimento FRDM-KL25Z para implementação do protótipo (Figura B.7). Esta ferramenta possui preço acessível e permite a gravação do microcontrolador de forma rápida pela porta USB, além de permitir a verificação de variáveis *online* via *debug*.

A plataforma de desenvolvimento FRDM-KL25Z possui as seguintes características:

- Frequência de *clock* de 48 MHz;

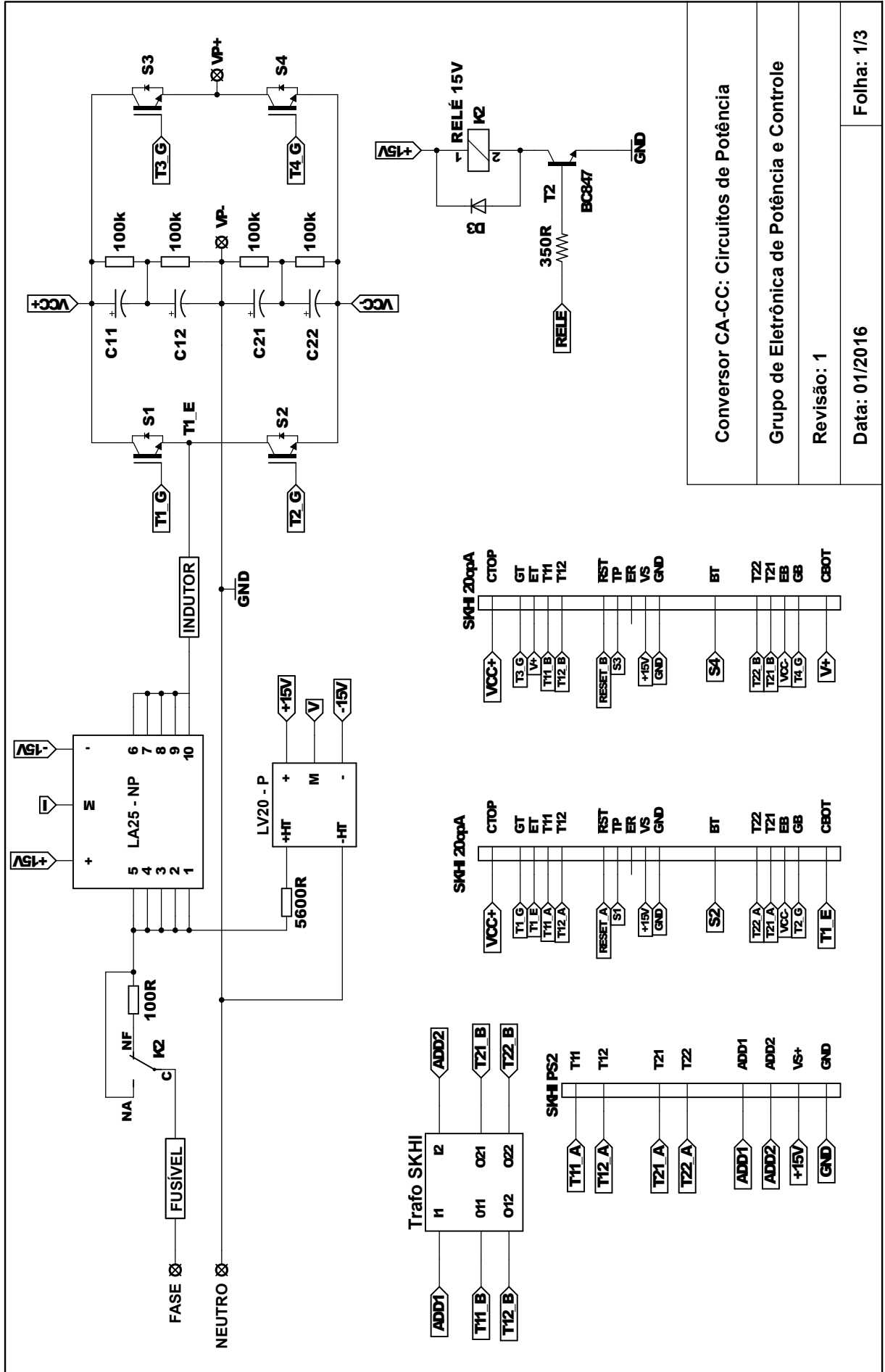
- Memória *flash* de 128 KB e memória SRAM de 16KB;
- Operação em 32 bits de ponto fixo;
- Três *timers* internos. O *timer* TPM0, utilizado na implementação do protótipo, pode ser relacionado a até seis canais de saída PWM.
- Conversor A/D com até 16 bits de resolução e elevada velocidade de aquisição.

Figura B.7 – Plataforma de desenvolvimento KL25Z.



Fonte: Fotografia retirada pelo autor.

Nas páginas seguintes do Anexo B, são apresentados todos os circuitos do conversor CA-CC.



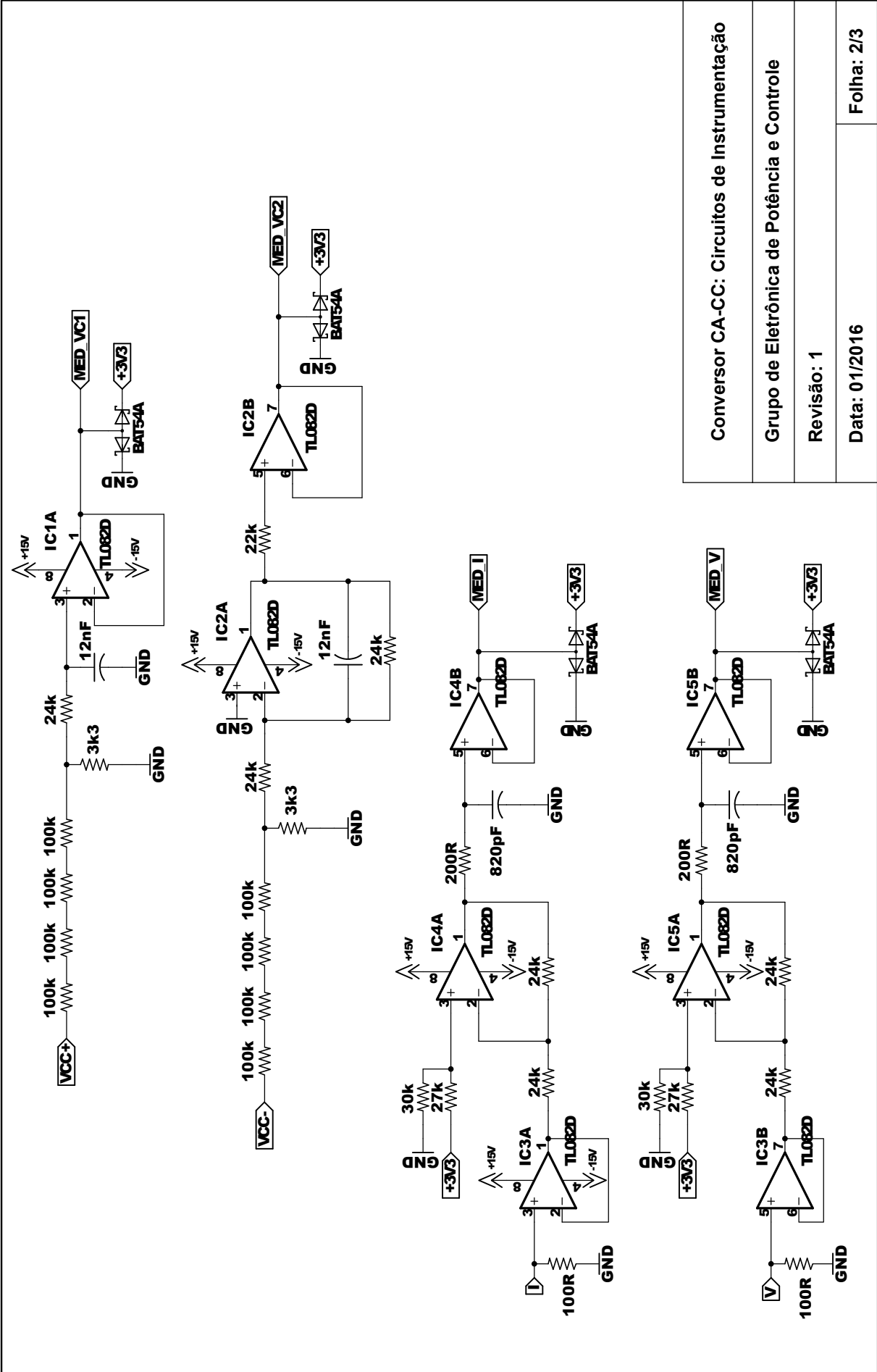
Conversor CA-CC: Circuitos de Potência

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle

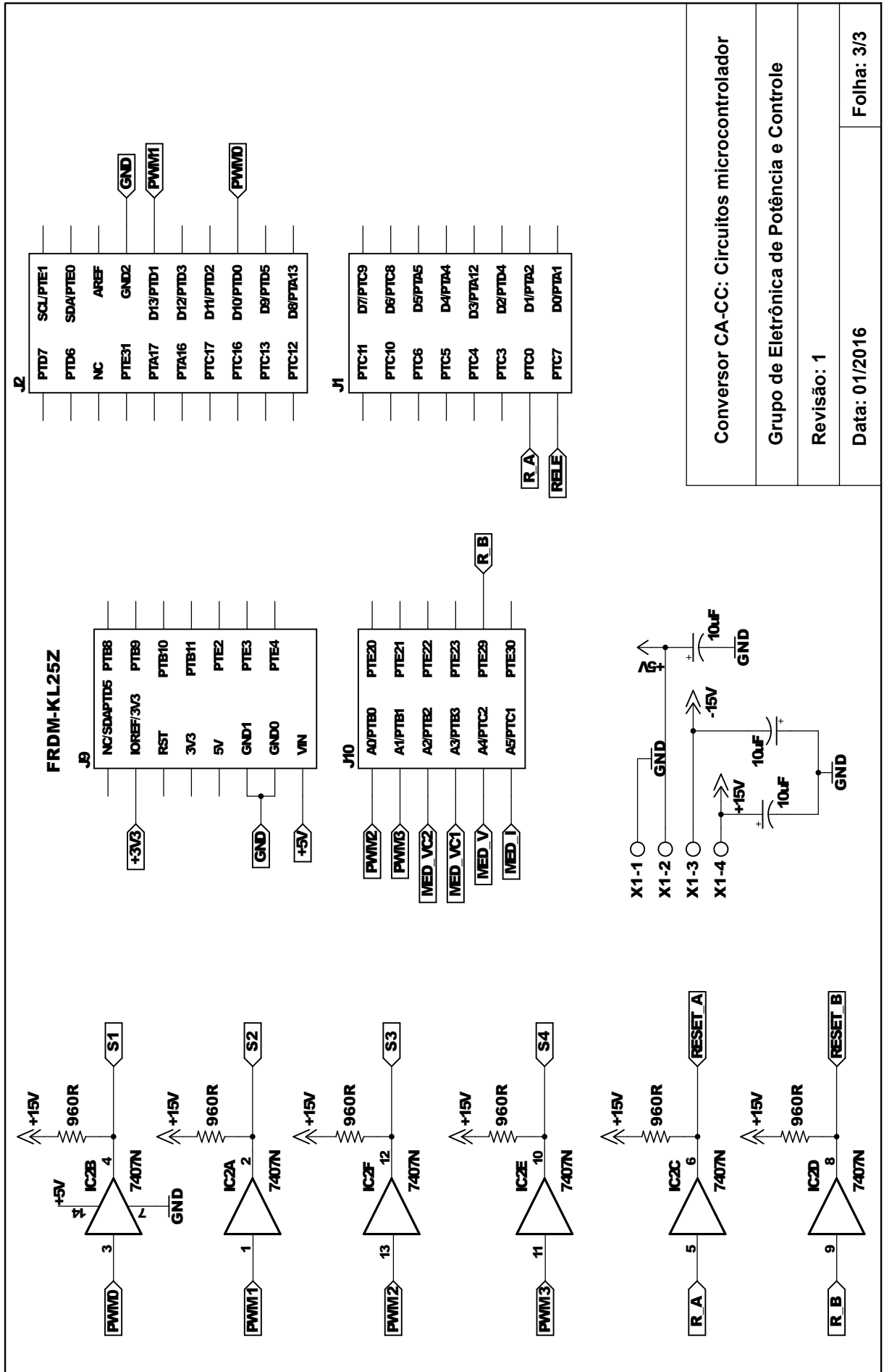
Revisão: 1

Data: 01/2016

Folha: 1/3



Conversor CA-CC: Circuitos de Instrumentação	
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle	
Revisão: 1	
Data: 01/2016	
	Folha: 2/3



<p>Conversor CA-CC: Circuitos microcontrolador</p>	
<p>Grupo de Eletrônica de Potência e Controle</p>	
<p>Revisão: 1</p>	
<p>Data: 01/2016</p>	<p>Folha: 3/3</p>