

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# **Conversor Ressonante Aplicado ao Aquecimento Indutivo com Estrutura Dupla Bobina Acoplada**

**Ruan Carlos Marques Gomes**

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientadores:  
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa  
Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Ruan Carlos Marques Gomes, Agosto de 2018

# Dissertação de Mestrado

*Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.*

Ruan Carlos Marques Gomes

Aluno

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Orientador

Montiê Alves Vitorino

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Agosto de 2018

G633c

Gomes, Ruan Carlos Marques.

Conversor ressonante aplicado ao aquecimento indutivo com estrutura dupla bobina acoplada / Ruan Carlos Marques Gomes. - Campina Grande, 2018.

127 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

"Orientação: Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Prof. Dr. Montie Alves Vitorino".

Referências.

1. Aquecimento Indutivo. 2. Bobina Acoplada. 3. Chaveamento ZVS. 4. Chaveamento ZCS. 5. Conversores Ressonantes. 6. Tanque Ressonante. I. Corrêa, Maurício Beltrão de Rossiter. II. Vitorino, Montie Alves. III. Título.

CDU 621.31(043)

**"CONVERSOR RESSONANTE APLICADO AO AQUECIMENTO INDUTIVO COM  
ESTRUTURA DUPLA BOBINA ACOPLADA"**

**RUAN CARLOS MARQUES GOMES**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 02/08/2018**

  
**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG**


**Orientador(a)**

  
**MONTIE ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG**

**Orientador(a)**

  
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG**

**Examinador(a)**

  
**TALVANES MENESES OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**

**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

Dedico este trabalho à minha mãe,  
Maria do Socorro, minha sobrinha,  
Maria Aurora, minha família, e à  
minha companheira Janaina.

*"A ignorância gera mais frequentemente confiança do que o conhecimento: são os que sabem pouco, e não aqueles que sabem muito, que afirmam de uma forma tão categórica que este ou aquele problema nunca será resolvido pela ciência."*

*Charles Darwin*

# Agradecimentos

Agradeço à minha mãe, Maria do Socorro, aos meus irmãos Carlos, Celso, Diego e Gutemberg, por participarem ativamente de toda minha vida e proporcionar uma educação de qualidade para mim, assim como do apoio aos meus estudos.

Agradeço a Janaina, que tanto me deu apoio durante as dificuldades surgidas durante parte de minha vida.

Aos meus tios e tias, em especial a Antônio, Francisca e Elizete, em memória, por cuidarem de mim.

Agradeço aos meus orientadores, Professor Maurício e Professor Montiê, pela confiança, orientação e ensinamentos que me passaram ao longo desta etapa.

Agradeço à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo suporte dado neste trabalho.

Agradeço aos demais colegas de laboratório que contribuíram com este trabalho, de forma direta ou indireta.

# Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um conversor ressonante para a utilização em aquecimento indutivo, e utiliza uma estrutura magnética de bobinas acopladas. Inicialmente, são apresentadas algumas considerações básicas com relação ao aquecimento indutivo e alguns conversores disponibilizados na literatura. Em seguida, é apresentado o fenômeno do aquecimento indutivo de uma forma mais teórica. Como os conversores utilizados são os ressonantes, uma apresentação dos comportamentos característicos de alguns conversores é feita, onde essas características dependem principalmente da frequência de chaveamento dos semicondutores e do tipo de tanque ressonante que compõem o conversor. Devido a rede elétrica ser a fonte de alimentação para o conversor proposto, é realizada uma apresentação de técnicas utilizadas para minimizar o efeito das correntes provenientes do chaveamento em alta frequência, onde são apresentados os filtros passivos e os pré reguladores de fator de potência. Na parte final, é apresentada a estrutura magnética proposta assim como do conversor proposto para a utilização nessa estrutura, sendo realizada a caracterização do conversor apresentando os seus estágios de operação e os comportamentos relevantes das grandezas nos componentes. Por fim, resultados experimentais são comparados as de simulação com a finalidade de se observar o modelo utilizado e dos comportamentos da potência de entrada pela variação dos três tipos de forma de variação da mesma, sendo estes: a variação da potência pela frequência de chaveamento; a variação pela taxa de trabalho; e a variação pela defasagem entre os instantes de chaveamento das estruturas chaveadas do conversor.

**Palavras-chave:** Aquecimento indutivo; bobina acoplada; chaveamento ZVS; chaveamento ZCS; conversores ressonantes; e tanque ressonante.



# Abstract

This work presents the development of a resonant converter for use in induction heating utilizing the magnetic structure of coupled coils. First, some basic considerations regarding induction heating and some converters available in the literature are presented. Once the introduction is made, the phenomenon of inductive heating is presented in a more theoretical way. As the converters used are the resonant ones, a presentation of the characteristic behaviors of some converters is made, where these characteristics depend mainly on the switching frequency of the semiconductors and the type of resonant tank that make up the converter. Due to the grid being the power supply for the proposed converter, a presentation of techniques used to minimize the effect of high-frequency switching currents is presented, where passive filters and power factor pre-regulators are presented. In the final part, the proposed magnetic structure is presented as well as the proposed converter for the use in this structure, being carried out the characterization of the converter presenting its stages of operation and the relevant behaviors of the quantities in the components. Finally, experimental results are compared with those of simulation in order to observe the model used and the input power behaviors by the variation of the three types of variation of the same, being these the power variation by the switching frequency ; variation by labour rate; and variation by the lag between the switching of the drive inverter structures.

**Keywords:** Induction heating; coupled coil; switching ZVS; switching ZCS; resonant converters; and resonant tank.

# Índice

Resumo . . . . .	vii
Abstract . . . . .	viii
Índice . . . . .	ix
Índice de Tabelas . . . . .	xii
Índice de Figuras . . . . .	xiii
Lista de Símbolos . . . . .	xviii
Glossário . . . . .	xxii
<b>1 INTRODUÇÃO GERAL . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Aplicações do Aquecimento Indutivo . . . . .	2
1.2 Objetivos . . . . .	3
1.3 Contribuição do Trabalho . . . . .	4
1.4 Revisão Bibliográfica . . . . .	4
1.4.1 Conversores utilizados no aquecimento indutivo . . . . .	6
1.5 Organização do Trabalho . . . . .	9
1.6 Publicação . . . . .	10
<b>2 AQUECIMENTO INDUTIVO . . . . .</b>	<b>11</b>
2.1 Fenômenos e Materiais Magnéticos . . . . .	14
2.1.1 Diamagnetismo e materiais diamagnéticos . . . . .	15
2.1.2 Paramagnetismo e materiais paramagnéticos . . . . .	16
2.1.3 Ferromagnetismo e materiais ferromagnéticos . . . . .	16

2.2	Conclusão . . . . .	17
<b>3</b>	<b>CONVERSORES RESSONANTES . . . . .</b>	<b>19</b>
3.1	Circuito <i>RLC</i> Série - Comportamentos Relevantes . . . . .	20
3.1.1	Análise da impedância característica . . . . .	20
3.1.2	Análise da corrente de entrada . . . . .	22
3.1.3	Análise das tensões . . . . .	23
3.2	Conversores CC-CC Ressonantes . . . . .	25
3.2.1	Conversor SRC . . . . .	26
3.2.2	Conversor PRC . . . . .	27
3.2.3	Conversor tipo <i>LLC</i> . . . . .	28
3.3	Tipos de Chaveamento não Dissipativos . . . . .	30
3.4	Conclusão . . . . .	32
<b>4</b>	<b>FILTROS PASSIVOS E CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA . . . . .</b>	<b>34</b>
4.1	Filtros Passivos . . . . .	34
4.1.1	Filtro <i>L</i> . . . . .	35
4.1.2	Filtro <i>LC</i> . . . . .	38
4.1.3	Filtro <i>LCL</i> . . . . .	41
4.2	Correção do Fator de Potência . . . . .	45
4.2.1	Correção passiva do fator de potência . . . . .	46
4.2.2	Correção ativa do fator de potência . . . . .	48
4.3	Contextualização sobre o Barramento Capacitivo não Suavizado . . . . .	50
4.4	Conclusão . . . . .	53
<b>5</b>	<b>SISTEMA DE AQUECIMENTO PROPOSTO . . . . .</b>	<b>55</b>
5.1	Estrutura Dupla Bobina Acoplada . . . . .	56
5.2	Conversor Proposto . . . . .	58
5.2.1	Estágios de operação . . . . .	59
5.2.2	Aproximação e equacionamento no domínio de Fourier . . . . .	69
5.3	Conclusão . . . . .	74
<b>6</b>	<b>APLICAÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA O AQUECIMENTO INDUTIVO . . . . .</b>	<b>76</b>

6.1	Bobinas Acopladas . . . . .	76
6.2	Seleção dos Componentes de Ressonância e Caracterização do Conversor . . . . .	79
6.2.1	Potências teóricas pela variação de $D$ e $\phi$ para $f_s = 50$ kHz . . . . .	81
6.3	Filtro de Entrada . . . . .	83
6.4	Protótipo Desenvolvido . . . . .	85
6.4.1	Circuitos de acionamento das chaves . . . . .	85
6.4.2	Fonte auxiliar de tensão CC . . . . .	86
6.4.3	Conversor e placa principal . . . . .	87
6.5	Resultados Experimentais e Comparativos . . . . .	90
6.5.1	Caracterização da potência de entrada e regiões de operação . . . . .	91
6.5.2	Resultados pela variação de $f_s$ . . . . .	93
6.5.3	Resultados pela variação de $D$ . . . . .	99
6.5.4	Resultados pela variação de $\phi$ . . . . .	103
6.6	Aquecimento em Potência Nominal . . . . .	110
6.7	Conclusão . . . . .	113
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL . . . . .</b>	<b>114</b>
7.1	Trabalhos futuros . . . . .	115
	<b>Referências Bibliográficas . . . . .</b>	<b>117</b>
<b>A</b>	<b>Equacionamento do comportamento da corrente e tensão em um con-</b>	
	<b>versor SRC . . . . .</b>	<b>122</b>

# Índice de Tabelas

6.1	Especificações construtivas das bobinas. . . . .	78
6.2	Especificações de operação do conversor. . . . .	80
6.3	Valores dos capacitores de ressonância, da frequência de chaveamento e <i>ripple</i> . . . . .	80
6.4	Especificações do filtro <i>LCL</i> de entrada. . . . .	84
6.5	Valores dos componentes do filtro <i>LCL</i> de entrada e das especificações resultantes. . . . .	84

# Índice de Figuras

1.1	Estruturas do aquecimento indutivo. . . . .	3
1.2	Circuitos do aquecimento indutivo. . . . .	4
1.3	Configurações básicas do tanque ressonante no aquecimento indutivo. . . . .	5
1.4	Diagrama do processamento de energia em uma aplicação de aquecimento indutivo. . . . .	5
1.5	Conversor <i>CFAC-HFAC</i> com <i>Boost</i> ativo e ponte grampeada. . . . .	6
1.6	Conversor <i>Boost</i> ressonante AC-AC direto. . . . .	7
1.7	Conversor ressonante CA-CA direto com ZCS. . . . .	8
1.8	Conversor CA-CA ZVS com <i>Boost half-bridge</i> . . . . .	8
2.1	Distribuição das correntes na bobina e na peça em um sistema indutivo. . . . .	14
2.2	Material diamagnético. . . . .	15
2.3	Material paramagnético. . . . .	16
2.4	Material ferromagnético. . . . .	17
3.1	Circuito <i>RLC</i> série. . . . .	20
3.2	Comportamento do módulo e ângulo da impedância característica em um circuito <i>RLC</i> . . . . .	22
3.3	Diagrama de Bode de $H_I(s)$ . . . . .	23
3.4	Diagramas de Bode das tensões nos componentes para $R = 1 \Omega$ e $Q$ variando. . . . .	24
3.5	Visualização do valor do pico de tensão no capacitor em $\omega_0$ com $Q = 10$ . . . . .	25
3.6	Topologia geral dos conversores ressonantes. . . . .	25
3.7	Conversor SRC. . . . .	26
3.8	Curva $M \times f_n$ do conversor SRC, com diversos valores de $Q$ . . . . .	27
3.9	Conversor PRC. . . . .	28
3.10	Curva $M \times f_n$ do conversor PRC, com diversos valores de $Q$ . . . . .	28

3.11	Conversor tipo <i>LLC</i> . . . . .	29
3.12	Curva $M \times f_n$ do conversor tipo <i>LLC</i> . . . . .	29
3.13	Comportamentos do chaveamento <i>ZVS</i> em uma estrutura meia ponte. . . . .	31
3.14	Principais formas de onda de um típico chaveamento <i>ZVS</i> . . . . .	31
3.15	Comportamentos do chaveamento <i>ZCS</i> em uma estrutura meia ponte. . . . .	32
3.16	Principais formas de onda de um típico chaveamento <i>ZCS</i> . . . . .	32
4.1	Diagrama de ligação rede-filtro-estrutura chaveada. . . . .	35
4.2	Filtro tipo <i>L</i> . . . . .	36
4.3	Diagra de Bode da função $H_{I_L}(s)$ . . . . .	38
4.4	Filtro tipo <i>LC</i> . . . . .	39
4.5	Diagra de Bode da função $H_{I_{LC}}(s)$ . . . . .	40
4.6	Filtro tipo <i>LC</i> . . . . .	42
4.7	Diagra de Bode da função $H_{IV_{LCL}}(s)$ . . . . .	44
4.8	Retificador de onda completa com carga <i>RC</i> . . . . .	45
4.9	Formas de onda para o retificador com carga <i>RC</i> . . . . .	45
4.10	Correção passiva com indutores e capacitores do FP. . . . .	46
4.11	Correção do FP por indutância de entrada. . . . .	46
4.12	Formas de onda para a correção do FP por indutância de entrada. . . . .	47
4.13	Correção do FP com filtro ressonante série. . . . .	47
4.14	Correção do FP com filtro ressonante paralelo. . . . .	48
4.15	PFP conversor <i>boost</i> . . . . .	49
4.16	PFP conversor <i>boost</i> de dois dispositivos assimétricos. . . . .	50
4.17	PFP conversor <i>boost</i> de duas células com <i>interleaved</i> . . . . .	50
4.18	Formas de onda para o retificador com carga <i>RC</i> para baixos valores de $C_d$ . . . . .	51
4.19	Barramento capacitivo não suavizado conectado a uma estrutura chaveada. . . . .	52
4.20	Barramento capacitivo não suavizado conectado a uma estrutura chaveada com filtro de entrada <i>L</i> . . . . .	52
5.1	Dupla bobina acoplada. . . . .	56
5.2	Circuito elétrico equivalente da estrutura magnética proposta. . . . .	58
5.3	Conversor proposto. . . . .	59
5.4	Circuito CC equivalente do conversor com o modelo das bobinas acopladas. . . . .	60

5.5	Principais curvas para uma operação em ZVS. . . . .	61
5.6	Estágio de operação 1. . . . .	62
5.7	Estágio de operação 2. . . . .	64
5.8	Estágio de operação 3. . . . .	65
5.9	Estágio de operação 4. . . . .	66
5.10	Estágio de operação 5. . . . .	67
5.11	Estágio de operação 6. . . . .	67
5.12	Estágio de operação 7. . . . .	69
5.13	Estágio de operação 8. . . . .	69
5.14	Circuito equivalente considerando duas fontes de tensões para a análise de Fourier. . . . .	70
5.15	Sinais das fontes de tensão para decomposição em série de Fourier. . . . .	71
5.16	Circuito equivalente pela super posição de fontes. . . . .	71
6.1	Dimensões da estrutura experimental das bobinas acopladas. . . . .	78
6.2	Valores experimentais: . . . . .	79
6.3	Valores experimentais do circuito equivalente. . . . .	79
6.4	Potências teóricas pela variação de $f_s$ . . . . .	81
6.5	Potência total teórica do sistema para $D$ e $\phi$ variando e $f_s = 50$ kHz. . . . .	82
6.6	Distribuição da potência teórica no tanque da bobina $a$ para $D$ e $\phi$ variando e $f_s = 50$ kHz. . . . .	82
6.7	Distribuição da potência teórica no tanque da bobina $b$ para $D$ e $\phi$ variando e $f_s = 50$ kHz. . . . .	82
6.8	Placa do circuito de controle de gatilho. . . . .	86
6.9	Placa da fonte auxiliar CA-CC. . . . .	87
6.10	Imagem tridimensional, vista superior da placa principal. . . . .	87
6.11	Imagem tridimensional, vista inferior da placa principal, sem os dissipadores. . . . .	88
6.12	Imagem tridimensional, perspectiva lateral esquerda da camada superior. . . . .	88
6.13	Imagem tridimensional, perspectiva lateral direita da camada superior. . . . .	89
6.14	Fotografia do protótipo implementado indicando a localização dos componentes utilizados. . . . .	89
6.15	Esquemático da simulação do conversor. . . . .	90



6.16	$P_{in_n}$ pela variação de $f_s$ . . . . .	91
6.17	Comportamento das corrente nos tanques ressonantes para $f_s = 40-45$ e $50$ kHz. . . . .	91
6.18	$P_{in_n}$ pela variação de $f_s$ e $D$ . . . . .	92
6.19	$P_{in_n}$ pela variação de $V_{in_n}$ . . . . .	93
6.20	$P_{in}$ pela variação de $f_s$ . . . . .	94
6.21	Valores pela variação de $f_s$ do(a): . . . . .	96
6.22	Comportamento de $v_{in}$ , $i_{in}$ , $v_{C_1}$ e $v_{C_2}$ pela variação de $f_s$ . . . . .	96
6.23	Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de $f_s$ . . . . .	97
6.24	Resultados de simulação e experimentais para $f_s = 50-54-58$ kHz, $D = 50$ % e $\phi = 0^\circ$ . . . . .	98
6.25	Resultados de simulação e experimentais para $f_s = 62-66-70$ kHz, $D = 50$ % e $\phi = 0^\circ$ . . . . .	99
6.26	$P_{in}$ pela variação de $D$ . . . . .	100
6.27	Valores pela variação de $D$ do(a): . . . . .	100
6.28	Comportamento de $v_{in}$ , $i_{in}$ , $v_{C_1}$ e $v_{C_2}$ pela variação de $D$ . . . . .	101
6.29	Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de $D$ com $f_s = 50$ kHz e $\phi = 0^\circ$ . . . . .	102
6.30	Resultados de simulação e experimentais para $\phi = 0^\circ$ , $f_s = 50$ kHz e $D = 60 - 70 - 80$ %. . . . .	103
6.31	$P_{in}$ pela variação de $\phi$ . . . . .	104
6.32	Valores pela variação de $\phi$ do: . . . . .	104
6.33	Comportamento de $v_{in}$ , $i_{in}$ , $v_{C_1}$ e $v_{C_2}$ pela variação de $D$ . . . . .	105
6.34	Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de $\phi$ . . . . .	106
6.35	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50$ %, $f_s = 50$ kHz e $\phi = 10-20-30^\circ$ . . . . .	107
6.36	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50$ %, $f_s = 50$ kHz e $\phi = 40-50-60^\circ$ . . . . .	107
6.37	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50$ %, $f_s = 50$ kHz e $\phi = 70-80-90^\circ$ . . . . .	108

---

6.38	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50 \%$ , $f_s = 50 \text{ kHz}$ e $\phi = 100\text{-}110\text{-}120^\circ$ . . . . .	108
6.39	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50 \%$ , $f_s = 50 \text{ kHz}$ e $\phi = 130\text{-}140\text{-}150^\circ$ . . . . .	109
6.40	Resultados de simulação e experimentais para $D = 50 \%$ , $f_s = 50 \text{ kHz}$ e $\phi = 160\text{-}170\text{-}180^\circ$ . . . . .	109
6.41	Foto térmica para o aquecimento da panela entre 0-30 segundos. . . . .	111
6.42	Foto térmica para o aquecimento da panela entre 40-70 segundos. . . . .	111
6.43	Foto térmica para o aquecimento da panela entre 80-110 segundos. . . . .	112
6.44	Foto térmica para o aquecimento da panela entre 120-150 segundos. . . . .	112
A.1	Circuito conversor <i>SRC</i> . . . . .	122
A.2	Corrente no tanque ressonante e tensão no capacitor em um conversor SRC. . . . .	126

# Lista de Símbolos

- $\sigma$  - Condutividade elétrica,  $[1/(\Omega \cdot m)]$ .
- $\mu$  - Permeabilidade magnética,  $[H/m]$ .
- $\mu_0$  - Permeabilidade magnética do vácuo,  $[H/m]$ .
- $\mu_x$  - Permeabilidade relativa de um material  $x$ ,  $[ ]$ .
- $\Delta v_d$  - Variação de tensão de baixa frequência num barramento CC após ponte retificadora,  $[V]$ .
- $\Delta v_{d-\text{máx}}$  - Variação de tensão por chaveamento num capacitor de barramento CC após ponte retificadora,  $[V]$ .
- $\omega$  - Frequência angular generalizada,  $[\text{rad/s}]$ .
- $\omega_0$  - Frequência angular de ressonância,  $[\text{rad/s}]$ .
- $\omega_n$  - Frequência angular normalizada,  $[ ]$ .
- $\phi$  - Fase de duas modulantes distintas,  $[^\circ]$ .
- $\vec{B}$  - Vetor densidade de fluxo magnético,  $[\text{Wb/m}^2]$  ou  $[T]$ .
- $C$  - Capacitor generalizado,  $[F]$ .
- $C_{cc}$  - Capacitor de um barramento CC,  $[F]$ .
- $C_f$  - Capacitor de um filtro CA,  $[F]$ .
- $C_o$  - Capacitor do filtro de saída de um conversor CC-CC,  $[F]$ .
- $C_r$  - Capacitor de ressonância,  $[F]$ .
- $D$  - relação cíclica ou *duty cycle*,  $[\%]$ .
- $\vec{E}$  - Vetor intensidade de campo elétrico,  $[V/m]$ .

- $f_0$  - Frequência de ressonância, [Hz].
- $f_{02}$  - Segunda frequência de ressonância, [Hz].
- $f_s$  - Frequência de chaveamento, [Hz].
- $f_{in}$  - Frequência da fonte de tensão CA de entrada, [Hz].
- $\vec{H}$  - Vetor intensidade de fluxo magnético, [A/m].
- $H_x(s)$  - Função de transferência para  $x$  no domínio de Laplace
- $i_d$  - Corrente após a ponte retificadora de diodos, [A].
- $i_i$  ou  $i_{in}$  - Corrente de entrada do conversor, [A].
- $i_{Q_x}$  - Corrente em um transistor  $Q_x$ , [A].
- $i_r$  - Corrente de ressonância, [A].
- $I_{in,RMS}$  - Valor RMS da corrente de entrada do conversor, [A].
- $\vec{J}$  - Vetor densidade de corrente, [A/m<sup>2</sup>].
- $j$  - Variável representante de número complexo,  $j = \sqrt{-1}$
- $L$  - Indutor generalizado, [H].
- $L_{aa,bb}(\omega)$  - Indutância própria equivalente resultante da bobina  $a$  ou  $b$  na frequência  $\omega$ , [H].
- $L_c(\omega)$  - Indutância mútua, ou acoplada, equivalente resultante da bobina  $a$  ou  $b$  na frequência  $\omega$ , [H].
- $L_{eq}$  - Indutor equivalente para uma estrutura de única bobina, [H].
- $L_f$  - Indutor de um filtro CA, [H].
- $L_m$  - Indutor de magnetização, [H].
- $L_o$  - Indutor do filtro de saída de um conversor CC-CC, [H].
- $L_r$  - Indutor de ressonância, [H].
- $M$  - Ganho de tensão.

- $P_{in}$  - Potência ativa de entrada, [W].
- $P_{a,b}$  - Potência ativa do tanque  $a$  ou  $b$ , [W].
- $Q$  - Fator de qualidade de um circuito  $RLC$ , [ ].
- $Q_x$  - Transistor  $x$ .
- $R$  - Resistor generalizado, [ $\Omega$ ].
- $R_{aa,bb}(\omega)$  - Resistência própria equivalente resultante da bobina  $a$  ou  $b$  na frequência  $\omega$ , [ $\Omega$ ].
- $R_c(\omega)$  - Resistência mútua, ou acoplada, equivalente resultante da bobina  $a$  ou  $b$  na frequência  $\omega$ , [ $\Omega$ ].
- $R_{eq}$  - Resistor equivalente para uma estrutura de única bobina, [ $\Omega$ ].
- $R_l$  - Resistor de uma carga (*load*), [ $\Omega$ ].
- $R_o$  - Resistência de saída de um conversor CC-CC, [ $\Omega$ ].
- $s$  - Operador de Laplace.
- $t_\phi$  - Tempo de atraso, [s].
- $t_d$  - Tempo morto, [s].
- $v_d$  - Tensão no barramento CC após ponte retificadora de diodos, [V].
- $v_{Q_x}$  - Tensão sobre o transistor  $Q_x$ , [V].
- $v_i$  ou  $v_{in}$  - Tensão CA de entrada, [V].
- $V_i$  - Tensão CC de entrada, [V].
- $V_o$  - Tensão CC de saída, [V].
- $y_{ij}$  - Termo  $ij$  da matriz de admitância de um quadripolo.
- $z_{ij}$  - Termo  $ij$  da matriz de impedância de um quadripolo.
- $Z$  - Impedância generalizada, [ $\Omega$ ].
- $Z_0$  - Impedância característica reativa, [ $\Omega$ ].
- $Z_C$  - Impedância de um capacitor, [ $\Omega$ ].

$Z_L$  - Impedância de um indutor,  $[\Omega]$ .

# Glossário

CC	- Corrente Contínua.
CA	- Corrente Alternada.
<i>EMC</i>	- <i>Electromagnetic compatibility.</i>
FHA	- <i>First harmonic approximation.</i>
FP	- Fator de potência.
<i>HFAC</i>	- <i>High frequency alternate current.</i>
IGBT	- <i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
LEIAM	- Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
MOSFET	- <i>Metal oxide semiconductor field effect.</i>
PCI	- Placa de circuito impresso.
PFC	- <i>Power factor correction.</i>
PFP	- Pré-regulador de fator de potência.
PRC	- <i>Parallel resonant converter.</i>
PWM	- <i>Pulse Width Modulation.</i>
SRC	- <i>Series resonant converter.</i>
THD	- <i>Total Harmonic Distortion.</i>
<i>UFAC</i>	- <i>Utility frequency alternate current.</i>
ZCS	- <i>Zero current switching.</i>
ZVS	- <i>Zero voltage switching.</i>





# 1

## INTRODUÇÃO GERAL

A Eletrônica de Potência vem desempenhando seu papel fundamental no processamento de energia elétrica, possibilitando cada vez mais um aumento na eficiência de conversão, um aumento na potência processada, um processamento de tensões CC-CC, CC-CA, CA-CA e CA-CC.

Passando por veículos e processos industriais (acionamento de máquinas), conexão de fontes renováveis de energia com a Rede Elétrica (Geração Distribuída), sistemas de apoio em faltas elétricas (fontes de alimentação ininterrupta), melhoria da qualidade de energia elétrica (filtros ativos), a Eletrônica de Potência está em constante evolução.

Além da melhoria de topologias já existentes para as mais diversas aplicações, novas áreas de estudo surgem todo ano, não só com novos cenários, mas também com novas tecnologias que podem melhorar o que já existe, ou levar a novas descobertas na área de processamento da energia elétrica.

Seu avanço está ligado diretamente com o avanço nos estudos dos semicondutores e suas tecnologias de fabricação, tais como diodos, IGBT e MOSFET, que são os principais elementos que constituem os conversores chaveados. As limitações desses elementos se baseiam principalmente: nas tensões de bloqueio dos dispositivos; na máxima corrente de condução; e na frequência de chaveamento de operação dos conversores.

## 1.1 Aplicações do Aquecimento Indutivo

O aquecimento indutivo é o resultado de uma série de fenômenos eletromagnéticos, dentre os que se destacam são: geração de um campo magnético de alta frequência, acoplamentos magnéticos, e perdas por efeito Joule, onde tem como finalidade o aquecimento de uma peça metálica de material ferromagnético. Para a geração do mencionado campo magnético de alta frequência é inevitável a utilização da eletrônica de potência, pois a partir do chaveamento em alta frequência dos semicondutores, IGBT ou MOSFET, e de uma análise do comportamento de um circuito ressonante, se obtém o campo magnético desejado.

Segundo (ALBATHERM, Acessado em 25/09/2017) o processo de aquecimento indutivo atualmente está difundido e implantado em diversas aplicações, sobre uma ampla faixa de processos industriais. A sua atuação varia de acordo com a aplicação à qual se destina. De maneira geral os benefícios que recomendam a sua utilização, partem das seguintes condições construtivas:

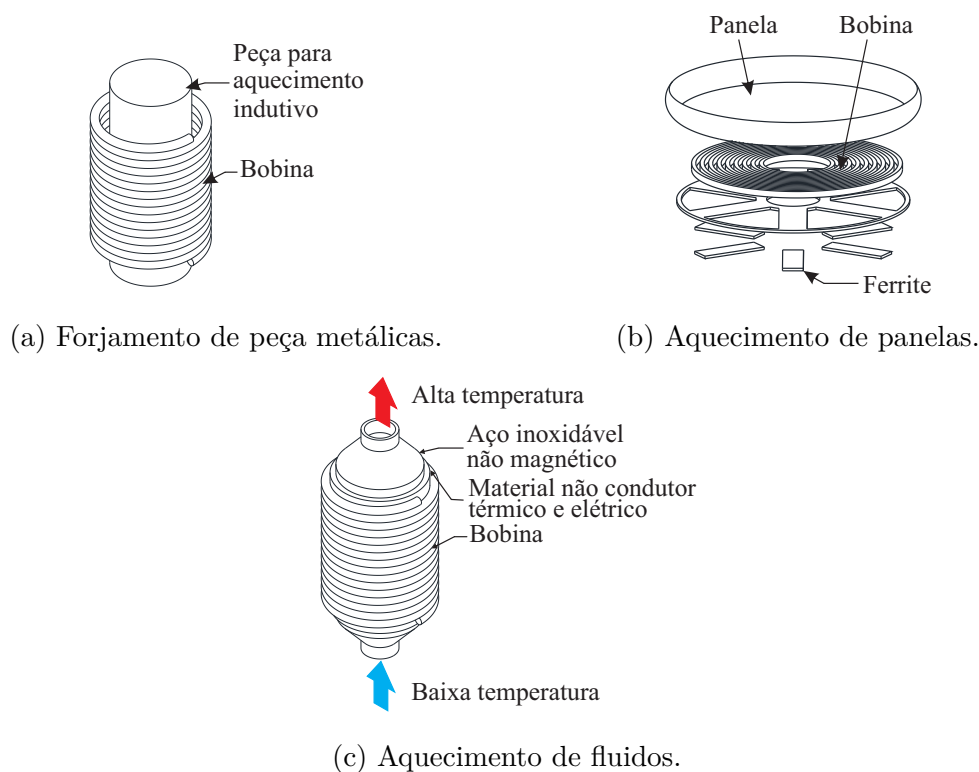
- Densidades elevadas de potência e também o aquecimento rápido que pode ser obtido;
- Controle de temperatura preciso;
- A possibilidade de aquecer regiões selecionadas e determinadas de um componente;
- A facilidade para colocar a peça em uma câmara fechada e independente, por exemplo, sistema de vácuo ou atmosfera inerte que é usada isolada da bobina de aquecimento indutivo.

Dentre as formas de utilização do aquecimento indutivo as mais usuais são:

- Aquecimento de peças metálicas para forjamento industrial - utiliza o fenômeno para se elevar a temperatura de determinadas peças metálicas que serão posteriormente mais fáceis de moldar;
- Aquecimento de panelas - a área mais estudada dentre as referências encontradas sobre esse tema, e tem por finalidade o aquecimento de uma panela para cozimento de alimentos;

- Aquecimento de fluidos - utiliza o aquecimento de uma peça metálica que está inerte em determinado fluido, onde a peça aquecida trocará calor com o mesmo.

Figura 1.1: Estruturas do aquecimento indutivo.



## 1.2 Objetivos

O objetivo desse trabalho é o desenvolvimento de uma estrutura para a utilização no aquecimento indutivo. Primeiro faz-se um estudo dos conversores ressonantes, com o objetivo de se familiarizar sobre os tipos de chaveamento não dissipativos proporcionados por esses conversores. Um estudo com relação aos conversores utilizados no aquecimento indutivo é então colocado em questão, estudando-se desde as estruturas magnéticas utilizadas até os mais atuais conversores, sendo estes colocados em uma avaliação pela sua reprodução em laboratório. Com isso, busca-se estabelecer uma base teórico-prática que pode servir para estudos futuros, além dessa dissertação.

Em seguida, busca-se analisar e projetar um conversor para o sistema de aquecimento indutivo que utiliza a estrutura magnética bobina acoplada, utilizando como fonte de alimen-

tação a rede elétrica. A estrutura proposta terá utilização no aquecimento de painéis para a área residencial. Como a alimentação será a rede elétrica, um conversor que possibilite operação com fator de potência próximo do unitário é desejado.

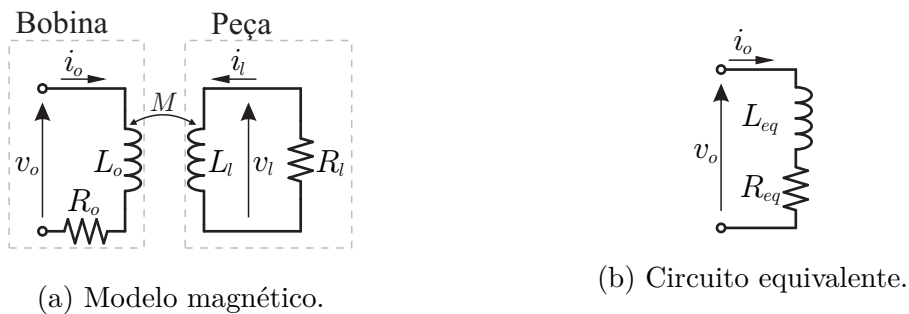
### 1.3 Contribuição do Trabalho

O trabalho desenvolvido tem como principal contribuição a proposta tanto de uma estrutura magnética para o aquecimento indutivo, como de um conversor com elevada eficiência elétrica para a utilização nessa estrutura. Todo o sistema proposto faz com que sejam minimizados os esforços das chaves e dos elementos reativos compostos em uma tradicional estrutura de aquecimento indutivo.

### 1.4 Revisão Bibliográfica

As estruturas magnéticas utilizadas no aquecimento indutivo, apresentadas nas Figs. 1.1(a)-(c), possuem um modelo elétrico e um circuito equivalente que são ilustrados nas Figs. 1.2(a) e (b), onde a interação magnética entre a bobina e a peça resultam em uma indutância e uma resistência equivalentes.

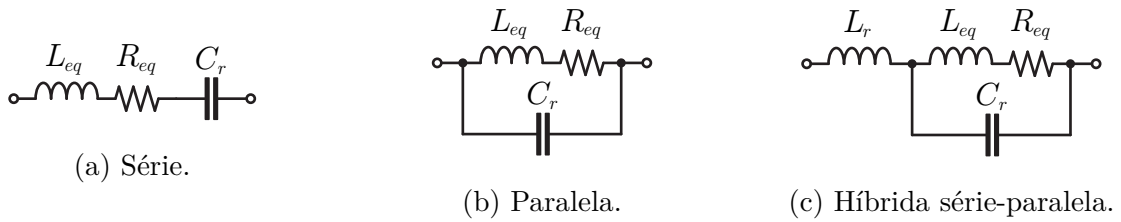
Figura 1.2: Circuitos do aquecimento indutivo.



Baseado no circuito elétrico equivalente, composto por  $L_{eq}$  e  $R_{eq}$ , algumas possibilidades para obtenção do tanque ressonante, desejado para se obter o campo magnético alternado, assim como, do chaveamento não dissipativo no conversor, são apresentados em (LUCÍa et al., 2014) as configurações mais utilizadas, visualizados nas Figs. 1.3 (a)-(c).

A configuração série, Fig. 1.3(a), é a mais abrangente utilizada, pois a mesma utiliza inversores fonte de tensão e proporciona os chaveamentos ZVS e ZCS de acordo com a

Figura 1.3: Configurações básicas do tanque ressonante no aquecimento indutivo.

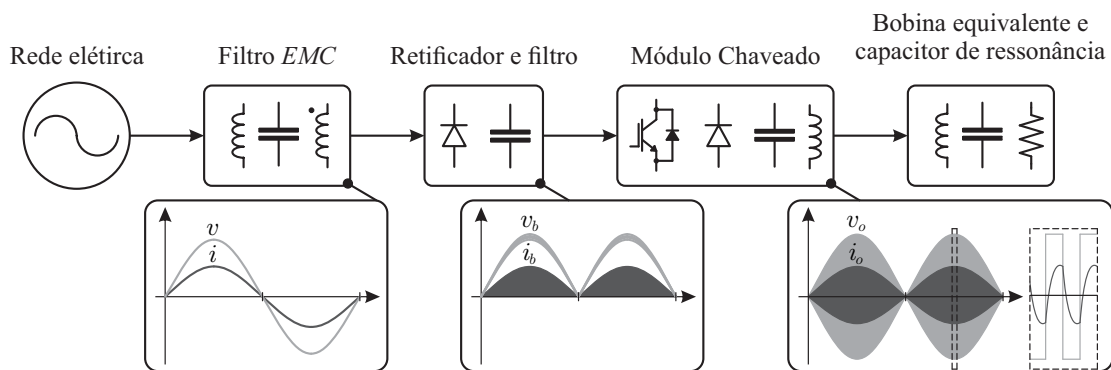


Fonte: (LUCÍA et al., 2014), alterado pelo autor.

frequência de operação, sendo o ZVS mais adequado. A configuração paralela, Fig. 1.3(b), utiliza inversores fonte de corrente, onde o chaveamento mais adequado é o ZCS. A configuração híbrida série-paralela, que podem ser denominadas de configuração *LLC*, combinam os benefícios da ressonância paralela com a proteção de curto-circuito de carga adicional, onde essa configuração é uma das mais utilizadas nas aplicações industriais de alta potência.

Como não é necessária uma corrente com valores iguais nos períodos de chaveamento e sim de uma corrente alternada de alta frequência que proporcionará o aquecimento pelas perdas de Foucault, a tensão utilizada para a geração dessa corrente alternada não necessita ser contínua. Partindo desse princípio, a maioria dos conversores que utilizam a rede como fonte de entrada possuem a estrutura de processamento apresentada na Fig. 1.4.

Figura 1.4: Diagrama do processamento de energia em uma aplicação de aquecimento indutivo.



Fonte: (LUCÍA et al., 2014), alterado pelo autor.

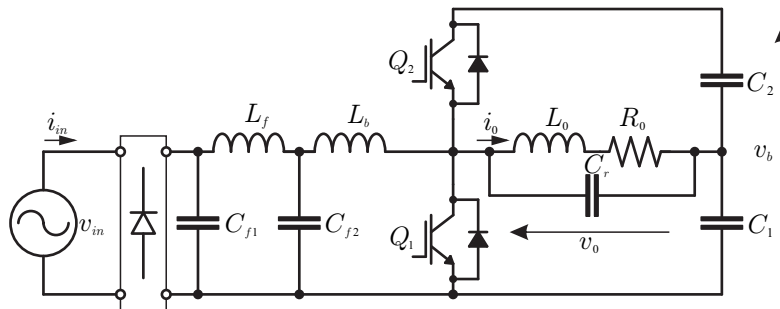
A rede elétrica é conectada a um filtro passa baixa para filtragem das harmônicas de corrente provenientes do chaveamento, após, o estágio de retificação é empregado para obtenção do módulo da tensão de entrada, cuja mesma é mantida pela barramento CC não suavizado. A tensão do barramento CC, com valor  $|v_{in}|$ , é então chaveada por um conversor para o tanque ressonante, o qual contém a bobina do aquecimento indutivo.

### 1.4.1 Conversores utilizados no aquecimento indutivo

No decorrer da revisão das topologias dos conversores utilizados no aquecimento indutivo várias estruturas foram identificadas, usando como critério de seleção a relação com os conversores que possuíam fonte de entrada a rede elétrica, os chaveamentos por comutação suave ZVS ou ZCS, e o fator de potência, apresentados pelos autores, fosse o mais próximo do unitário.

A topologia do primeiro conversor selecionado, proposto em (SAHA et al., 2008), está ilustrada na Fig. 1.5, onde o mesmo possui: uma ponte completa retificadora na entrada; um filtro *CLC*,  $C_{f1}$ ,  $L_f$  e  $C_{f2}$ , para filtragem das harmônicas de corrente do chaveamento; um indutor para o efeito *Boost*,  $L_b$ ; um barramento CC não suavizado,  $C_1$  e  $C_2$ ; um braço de transistores,  $Q_1$  e  $Q_2$ ; um tanque ressonante,  $L_0$ ,  $R_0$  e  $C_r$ .

Figura 1.5: Conversor *CFAC-HFAC* com *Boost* ativo e ponte grampeada.



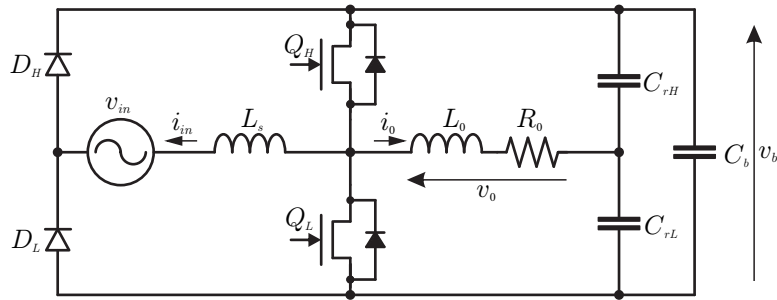
Fonte: (SAHA et al., 2008), alterado pelo autor.

Sua operação é baseada no controle da relação cíclica do braço de transistores, onde  $D$  está associado ao transistor  $Q_1$ . O conversor proposto possui comutação ZVS, e possui uma eficiência de aproximadamente 93,3 % para uma potência de 3 kW, baseado nas informações dos autores. O conversor apresentado proporciona um fator de potência próximo do unitário, porém, possui um problema de *cross over* com relação à corrente de entrada, problema esse originado pela própria topologia desenvolvida.

Com a finalidade de diminuir o número de componentes chaveados, foi proposto em (SARNAGO et al., 2014a) o conversor da Fig. 1.6, o qual possui, ao invés de uma ponte completa, apenas uma meia ponte de diodos. O conversor também faz a utilização de, ao invés das típicas chaves IGBT ou MOSFET, transistores JFETs com a tecnologia SiC, o que proporciona um aumento na eficiência do mesmo. O conversor é composto de: um indutor

de filtro de entrada  $L_s$  que será o responsável pelo fator de potência unitário; meia ponte de diodos; um braço de transistores JFET,  $Q_H$  e  $Q_L$ ; um capacitor de barramento CC não suavizado  $C_b$ ; e um tanque ressonante composto por,  $L_0$ - $R_0$  e o capacitor de ressonância resultante da operação do circuito equivalente quando do chaveamento, que possui valor de  $C_r = 2C_{r(HL)}$ .

Figura 1.6: Conversor *Boost* ressonante AC-AC direto.



Fonte: (SARNAGO et al., 2014a), alterado pelo autor.

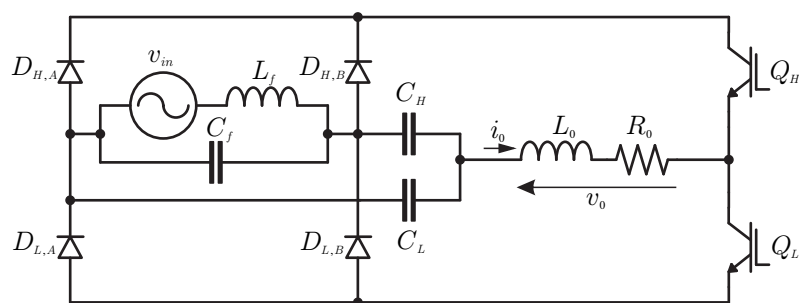
Sua operação também é baseada na variação da relação cíclica, porém, para esta topologia deve ser observada a polaridade da tensão de entrada, dadas as características construtivas. Possui comutação suave ZVS, e possui uma eficiência de aproximadamente 98 %, resultado obtido pela utilização dos transistores de SiC.

Tendo como objetivo a apresentação de uma topologia que utiliza o outro tipo de comutação suave, a ZCS, foi apresentado por (SARNAGO et al., 2014b) o conversor visualizado na Fig. 1.7, onde ocorre a substituição de chaves que possuem o diodo em antiparalelo, por um IGBT sem os diodos. Além da substituição das chaves do braço sua operação é diferenciada em relação aos conversores anteriores. O conversor é composto de: uma ponte completa de diodos; um filtro de entrada  $LC$ ,  $L_f$ - $C_f$ ; um braço com dois transistores,  $Q_H$  e  $Q_L$ ; e um tanque ressonante composto por  $L_0$ - $R_0$  e dois capacitores de ressonância  $C_H$  e  $C_L$ , conectados nos dois pontos médios da ponte e no indutor  $L_0$ .

Sua operação é baseada no controle de pulsos em um intervalo de tempo. O conversor apresentado possui eficiência de aproximadamente 96,2 % para uma potência de 3 kW.

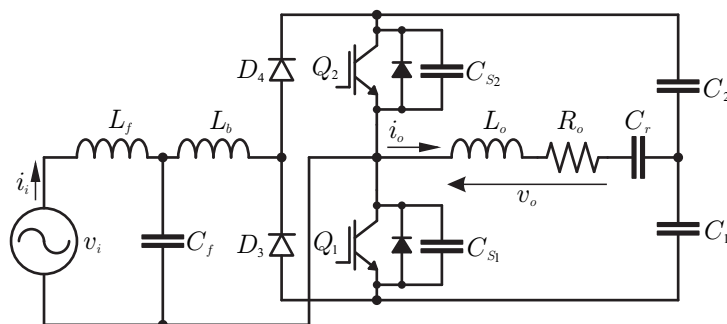
Vale ressaltar que o chaveamento ZCS não é tão utilizado quando em comparação ao ZVS. Isso, devido ao capacitor parasita entre o dreno e a fonte da chave, e aos problemas da recuperação reversa dos diodos antiparalelos às chaves, isso quando da utilização de uma chave que possuem esse elementos.

Figura 1.7: Conversor ressonante CA-CA direto com ZCS.



Fonte: (SARNAGO et al., 2014b), alterado pelo autor.

O último conversor avaliado, dentre uma infinidade de topologias disponíveis na literatura, é apresentado na Fig. 1.8. Ocorre na presente topologia muitas das características desejadas que as topologias anteriores apresentam: o número de semicondutores é reduzido, dada a utilização de uma meia ponte de diodos; ocorre a inclusão de um filtro  $LC$  para diminuição das harmônicas de corrente na rede; há o efeito *Boost* no barramento CC não suavizado; possui um braço com as chaves, os diodos em antiparalelo e capacitores de *snubber*, que auxiliam no aumento da eficiência do conversor.

Figura 1.8: Conversor CA-CA ZVS com *Boost half-bridge*.

Fonte: (MISHIMA et al., 2015), alterado pelo autor.

Novamente, a operação é baseada na variação da relação cíclica, porém, agora deve ser observada a polaridade da tensão de entrada, dadas as características construtivas. Possui comutação suave ZVS, e possui uma eficiência de aproximadamente 95 %, para um potência de 3 kW.



## 1.5 Organização do Trabalho

O trabalho é estruturado de modo a apresentar a utilização de todo um conjunto de conhecimentos necessários para a obtenção do resultado final, que é o conversor e a estrutura proposta. Para tanto, os capítulos subsequentes abordarão as seguintes questões:

- **Capítulo 2** - Apresenta a teórica do fenômeno do aquecimento indutivo e suas principais características bem como do comportamento dos diferentes tipos de materiais ferrosos quando submetidos a um campo magnético e uma descrição da variação das propriedades desses metais pela dependência da temperatura.
- **Capítulo 3** - Devido a importância da utilização de um circuito  $RLC$  no aquecimento indutivo, é apresentado, em primeiro momento, alguns comportamentos característicos desse circuito, em seguida, alguns conversores CC-CC ressonantes são apresentados, e verifica os diversos tipos de comportamentos provenientes das diferentes configurações de tanques ressonantes.
- **Capítulo 4** - Como a rede elétrica é utilizada como a fonte de alimentação do conversor, uma apresentação com relação aos fatores de qualidade de energia é feita nesse capítulo, assim como, de algumas técnicas utilizadas para minimizar os efeitos do chaveamento do conversor.
- **Capítulo 5** - A estrutura magnética proposta é apresentada, assim como o seu modelo circuital, o qual é utilizado para a modelagem do conversor proposto, nesse capítulo. Também, são estudados os estágios de operação do conversor, assim como as aproximações utilizadas para seu dimensionamento.
- **Capítulo 6** - É apresentada a estrutura montada em laboratório, assim como os valores dos componentes utilizados no conversor, e os resultados experimentais que são comparados com o resultados de simulação, os quais fazem a validação do modelo utilizado.
- **Capítulo 7** - São apresentadas as conclusões gerais do trabalho.
- Apêndice A - O desenvolvimento analítico para uma estrutura que utiliza um conversor SRC, onde o tanque ressonante é proporcionado por um circuito  $RLC$  série, é

apresentada.

## 1.6 Publicação

O seguinte trabalho foi encaminhado, sendo aprovado e estar em curso de ser publicado com base nas informações contidas nessa dissertação.

- “Two Half-Bridge Resonant Inverters with Coupled Coils for AC/AC Induction Heating Application”

**Autores:** Gomes, R.C.M.; Vitorino, M.A.; Acevedo-Bueno, D.A. ; Correa, M.B.R.

**Aceito em:** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018 IEEE, Sept. 2018.

# 2

## AQUECIMENTO INDUTIVO

Após a descoberta do fenômeno de indução magnética, realizada pelo físico inglês Michael Faraday em 1831, esse fenômeno começou a ser utilizado para o processamento de energia a partir de transformadores com a finalidade de alteração de níveis de tensão de um circuito para outro. Uma observação com relação ao aquecimento do núcleo foi colocada em questão, pois quando da operação os mesmos atingiam altas temperaturas. Para realizar a minimização desse efeito de aquecimento dos núcleos dos transformadores, os mesmos começaram a ser feitos de pilhas laminadas de aço. Na última parte do século XVIII, o oposto exato foi tentado para utilizar esse efeito de aquecimento com o propósito de derreter metais, (RUDNEV et al., 2002).

O processo de aquecimento indutivo é então utilizado em materiais condutores elétricos, e é composto, primordialmente, de uma bobina e a peça metálica que será aquecida. Uma tensão alternada aplicada na bobina resultará em uma corrente alternada, que por sua vez, irá gerar um campo magnético com mesma frequência em relação à corrente. Este campo magnético induzirá correntes de Foucault na peça metálica localizada no espaço do campo. Estas correntes induzidas terão mesma frequência que a corrente da bobina, porém, terão sentidos opostos. As mesmas correntes induzidas proporcionarão o aquecimento da peça metálica pelo efeito Joule, (RUDNEV et al., 2002).

A condutividade elétrica,  $\sigma$ , é a propriedade que os materiais possuem para conduzir corrente elétrica, que possui como recíproco a resistividade elétrica,  $\rho$ . Alguns metais pos-

suem baixa resistividade, por exemplo, ouro, cobre, alumínio, entre outros, e alguns metais possuem alta resistividade, por exemplo, aço inoxidável, titânio, aço carbono, entre outros. A resistividade elétrica de um metal varia com a temperatura, composição química, microestrutura metálica, e tamanho do grão, (PLESHIVTSEVA, 2007). A resistividade de um metal puro muitas vezes pode ser representado como uma função linear da temperatura, dada por:

$$\rho(T) = \rho_0[1 + \alpha(T - T_0)] , \quad (2.1)$$

onde  $\rho_0$  é a resistividade na temperatura  $T_0$ ;  $\rho(T)$  é a resistividade na temperatura  $T$ ;  $\alpha$  é o coeficiente de temperatura da resistividade elétrica. A resistividade elétrica é uma propriedade física imperativa. A resistividade afeta praticamente todos os parâmetros importantes de um sistema de aquecimento indutivo, incluindo profundidade de aquecimento, uniformidade do calor gerado, eficiência elétrica da bobina, impedância da bobina e outros, (PLESHIVTSEVA, 2007).

Outro parâmetro que possui uma importância tanto quanto a resistividade é a permeabilidade magnética relativa,  $\mu_r$ , do material que se pretende aquecer. A permeabilidade relativa tem um efeito fundamental em todos os fenômenos básicos do aquecimento indutivo, cálculo das bobinas e cálculo da distribuição do campo magnético.

Com base nas características magnéticas, os materiais podem ser divididos em três principais categorias: diamagnéticos, paramagnéticos e ferromagnéticos. Os materiais diamagnéticos possuem uma permeabilidade relativa ligeiramente inferior a 1,  $\mu_r < 1$ . Para os materiais paramagnéticos a permeabilidade relativa é ligeiramente superior a 1,  $\mu_r > 1$ . Devido a essas diferenças insignificantes de permeabilidades relativas, esses materiais são denominados de materiais não magnéticos, e não possuem características suficientes para utilização no aquecimento indutivo, (RUDNEV et al., 2002).

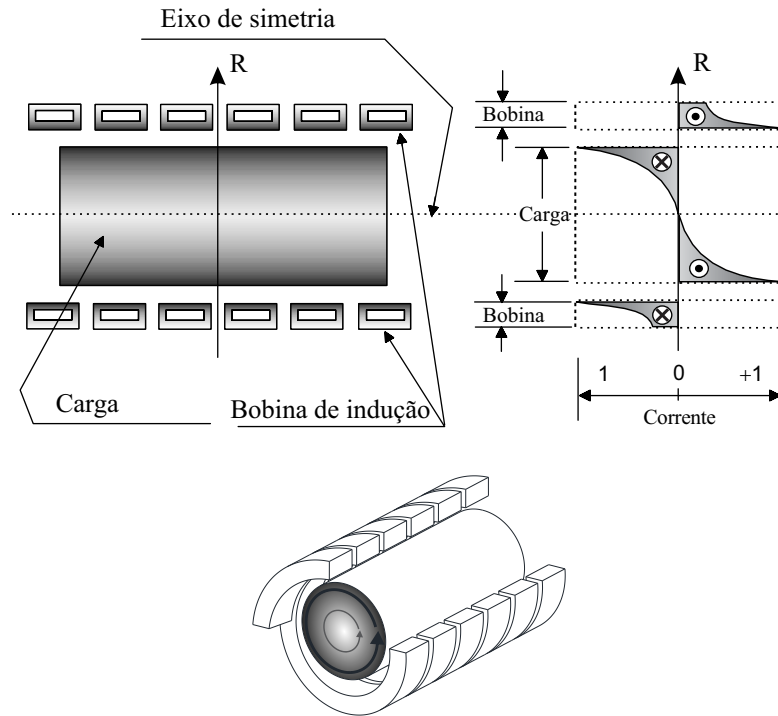
Os materiais que possuem uma permeabilidade relativa com altos valores,  $\mu_r \gg 1$ , são denominados materiais ferromagnéticos. A característica ferromagnética do material é uma função complexa que depende: da estrutura, da composição química, do tratamento prévio, do tamanho de grão, da frequência, da intensidade do campo magnético e da temperatura. Quando observada as características magnéticas dos materiais ferromagnéticos um ponto que

apresenta importância relevante é quanto à temperatura à qual um corpo ferromagnético se torna não magnético. Essa temperatura é chamada de temperatura Curie, também conhecida como ponto Curie, (RUDNEV et al., 2002).

Devido a vários fenômenos eletromagnéticos, a distribuição de corrente no interior da bobina e na peça é não uniforme. Como a temperatura de aquecimento da peça está ligada diretamente à corrente induzida na mesma, ocorre que dada a não uniformidade da distribuição de corrente a temperatura será, também, não uniforme no interior da peça. Uma distribuição de corrente não uniforme pode ser causada por vários fenômenos eletromagnéticos, incluindo efeito pelicular, efeito de proximidade, efeito anel e efeitos de extremidade e borda. Esses efeitos desempenham um papel importante na compreensão nos fenômenos do aquecimento indutivo, (PLESHIVTSEVA, 2007).

O fenômeno da distribuição de corrente não uniforme dentro da seção transversal de um condutor é chamado de efeito pelicular, ou efeito *skin*, que sempre ocorre quando no condutor há uma corrente alternada. O valor máximo da densidade de corrente estará localizado na superfície do condutor, e a densidade de corrente diminuirá da superfície do condutor em direção ao seu centro, (PLESHIVTSEVA, 2007). A camada ao qual se encontra essa concentração de corrente é definida pela profundidade de penetração,  $\delta$ , que depende da resistividade elétrica do material, da permeabilidade magnética relativa e da frequência da corrente aplicada. O efeito pelicular também será observado na peça metálica localizada no interior do campo magnético gerado. Para a visualização desse efeito, é ilustrada na Fig. 2.1 as regiões onde é possível observar as distribuições de corrente tanto na bobina quanto na peça a ser aquecida.

Figura 2.1: Distribuição das correntes na bobina e na peça em um sistema indutivo.



Fonte: (PLESHIVTSEVA, 2007), alterado pelo autor.

## 2.1 Fenômenos e Materiais Magnéticos

Cada átomo pode ser considerado como constituído de elétrons orbitando em torno de um núcleo central positivo. Os elétrons também giram em torno de seus próprios eixos. Portanto, um campo magnético interno é gerado pelos elétrons que orbitam em torno do núcleo, ou pela rotação dos elétrons. Esses dois movimentos eletrônicos geram campos magnéticos internos  $\vec{B}_i$  que são similares ao campo magnético produzido por uma espira de corrente, (SADIKU, 2004).

Sem um campo magnético externo  $\vec{B}$  aplicado ao material, a soma dos momentos magnéticos é zero devido à orientação randômica dos momentos individuais de cada átomo. Quando um campo externo  $\vec{B}$  é aplicado, os momentos magnéticos dos elétrons tendem a se alinhar com  $\vec{B}$ , tal que o momento líquido não é zero, (SADIKU, 2004).

As grandezas que caracterizam o comportamento de um campo magnético externo interagindo com os materiais magnéticos são, em geral, a permeabilidade relativa do material,  $\mu_r$ , e a suscetibilidade magnética do meio,  $\chi_m$ , onde vale a igualdade:

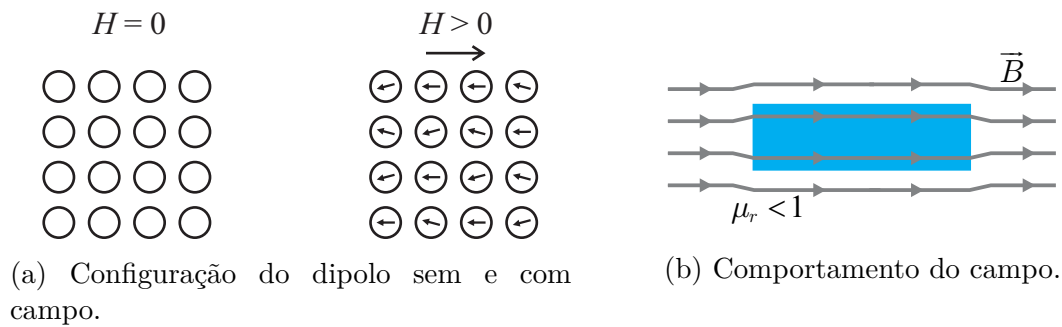
$$\mu_r = 1 + \chi_m \tag{2.2}$$

Os fenômenos e materiais descritos na sequência são materiais ferrosos, onde cada tipo possui sua particularidade quando da interação com um campo externo, devido a seus diferentes valores de  $\mu_r$ .

### 2.1.1 Diamagnetismo e materiais diamagnéticos

O diamagnetismo ocorre em materiais em que os campos magnéticos, devido aos movimentos de translação dos elétrons em torno do núcleo e de rotação dos elétrons em torno de seus próprios eixos, se cancelam mutuamente. Desse modo, o momento magnético permanente de cada átomo é zero, e os materiais são fracamente afetados pelo campo magnético (SADIKU, 2004). Assim, o diamagnetismo é uma forma muito fraca de magnetismo que é não permanente e que persiste somente enquanto um campo externo está sendo aplicado.

Figura 2.2: Material diamagnético.



Um campo magnético externo que atua sobre os átomos de um material diamagnético desequilibra ligeiramente as órbitas dos elétrons e cria pequenos dipolos magnéticos dentro dos átomos que se opõem ao campo aplicado (SMITH e HASHEMI, 2013), tal comportamento é visualizado pela Fig. 2.2(a), onde, sem a presença do campo, os momentos dipolos dos átomos eram nulos, e quando aplicado o campo os momentos dipolos se opõem à direção do campo aplicado.

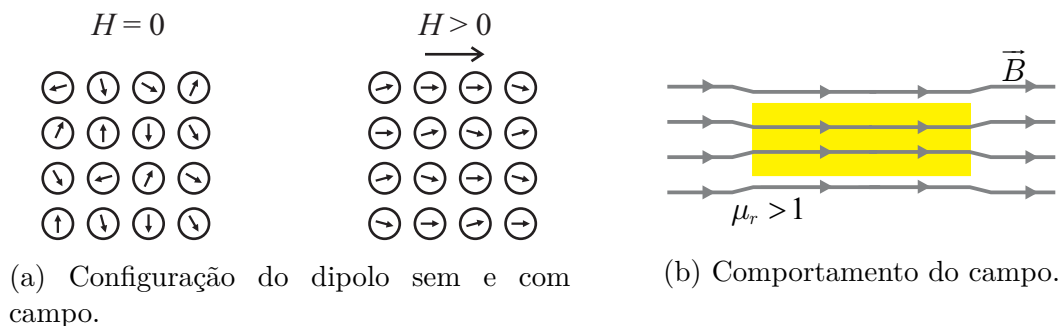
Quando um material diamagnético é colocado na presença de um campo magnético externo, a resultante da densidade de fluxo magnético dentro do material é reduzida drasticamente. Os momentos magnéticos no interior do material são alinhados contra o campo

externo, resultando no comportamento ilustrado na Fig. 2.2(b).

### 2.1.2 Paramagnetismo e materiais paramagnéticos

O paramagnetismo ocorre em materiais para os quais os campos magnéticos produzidos pelos movimentos de translação dos elétrons em torno do núcleo e de rotação dos elétrons em torno de seus próprios eixos não se cancelam completamente (SADIKU, 2004). Assim, sem a presença de um campo magnético, há um momento magnético permanente que difere de zero.

Figura 2.3: Material paramagnético.



Sem a presença de um campo magnético externo, as orientações dos momentos magnéticos dos átomos são aleatórias, quando da presença do campo, esses momentos magnéticos tendem a se orientar em direção ao campo externo, dando origem ao paramagnetismo, ilustrada na Fig. 2.3(a).

Quando um material paramagnético é colocado na presença de um campo magnético externo as linhas desse campo penetram no material fazendo com que o fluxo de campo dentro do material seja aumentado, comportamento ilustrado na Fig. 2.3(b).

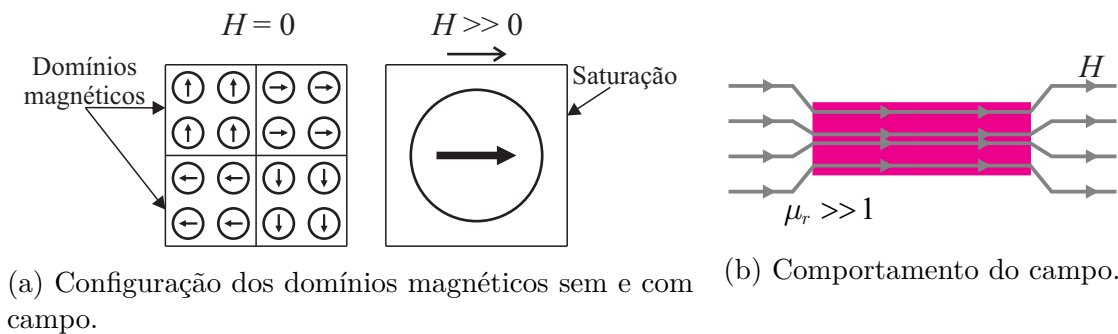
### 2.1.3 Ferromagnetismo e materiais ferromagnéticos

O ferromagnetismo ocorre em materiais para os quais os átomos têm momento magnético relativamente grande (SADIKU, 2004). Forças interatômicas fazem com que estes momentos se alinhem de modo paralelo em regiões contendo um grande número de átomos. Estas regiões são chamadas domínios, e podem ter uma grande variedade de formas e tamanhos. Os momentos dos domínios mudam de direção de domínio para domínio, porém, o efeito



global é o de cancelamento e o material como um todo não tem momento magnético, Fig. 2.4(a). Contudo, quando da aplicação de um campo magnético externo, aqueles domínios que têm momentos na direção do campo aplicado aumentam seu tamanho às custas dos seu vizinhos e o campo magnético interno aumenta gradualmente em relação ao campo externo. Quando o campo externo é removido, um alinhamento do domínio completamente aleatório não é usualmente atingido e um campo dipolo residual permanece na estrutura macroscópica, (HAYT JR. e BUCK, 2003).

Figura 2.4: Material ferromagnético.



De forma distinta dos materiais diamagnéticos e dos paramagnéticos, os materiais ferromagnéticos têm as seguintes propriedades:

1. São capazes de serem magnetizados fortemente por um campo magnético, visualizado na Fig. 2.4(b);
2. Retêm um grau considerável de magnetização quando retirados do campo;
3. Perdem suas propriedades magnéticas e tornam-se materiais paramagnéticos lineares quando a temperatura fica acima da temperatura de Curie.

## 2.2 Conclusão

Neste capítulo, estudou-se uma breve descrição do fenômeno do aquecimento indutivo, sua origem, e um relato dos fenômenos que estão relacionados a tal fenômeno.

Ao final foi colocada a exposição do comportamento que os principais tipos de materiais ferrosos possuem quando da interação com um campo magnético externo.

Nesse capítulo de modo sucinto, foi exposta uma base teórica dos fenômenos e propriedades magnéticas que estão relacionadas ao possível aquecimento de metais por indução. Os materiais ferromagnéticos são os ideais para utilização no aquecimento por indução. Os paramagnéticos, devido suas características, não têm as características suficientes para serem utilizados no aquecimento indutivo, apesar de ainda realizarem uma pequena interação com o campo magnético. Os diamagnéticos apresentam comportamento contrário ao desejado para que ocorra o aquecimento, sendo estes os piores materiais para a utilização no aquecimento indutivo.

# 3

## CONVERSORES RESSONANTES

Quando um dispositivo semicondutor controlável, IGBT ou MOSFET, muda do estado de condução para o estado de bloqueio, e vice-versa, o mesmo sofre uma transição de tensão ou de corrente cujos valores nem sempre são nulos, causando assim uma perda de potência absorvida pelo dispositivo, denominadas de *perdas por chaveamento*. Além da perda por chaveamento tem-se, também, a perda por condução, onde a mesma é devido a resistência intrínseca do dispositivo (GRAOVAC et al., 2006).

As perdas por condução só podem ser minimizadas com a seleção de dispositivos que possuam as resistências de condução menores possíveis. Porém, as perdas por chaveamento podem ser minimizadas com a utilização de técnicas de chaveamento para que estabeleçam, nos instantes de entrada em condução e/ou bloqueio a tensão ou corrente dos dispositivos seja nula, fazendo assim com que as perdas por chaveamento sejam minimizadas.

Com o aumento da frequência de chaveamento, desejado em muitos casos para se obter a diminuição dos valores dos componentes reativos dos conversores, as perdas de chaveamento também são aumentadas diretamente (GRANT, 1989), fazendo com que a utilização de conversores ressonantes sejam atrativos em altas frequências. Em geral, os conversores ressonantes utilizam um tanque ressonante, composto por elementos indutivos e capacitivos, onde, baseado no comportamento característico da corrente nessa tanque é possível se obter os chaveamento não dissipativos.

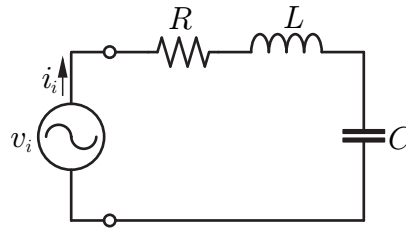
Diante do exposto, será apresentado nesse capítulo uma revisão de algumas caracte-

rísticas de um circuito  $RLC$ , dado que o mesmo será avaliada na topologia proposta de aquecimento indutivo. Em seguida, são apresentadas as três principais topologias de conversores CC-CC ressonantes, com a finalidade de se realizar uma introdução às características obtidas por cada tanque ressonante. Por fim, serão apresentados os comportamentos em uma estrutura meia-ponte, das operações reais dos chaveamentos não dissipativos ZVS e ZCS.

### 3.1 Circuito $RLC$ Série - Comportamentos Relevantes

O circuito visualizado na Fig. 3.1 é um típico circuito  $RLC$  série. Serão avaliadas aqui algumas características de operação desse circuito relacionadas ao comportamento de algumas variáveis quando da variação da frequência da tensão da fonte de entrada  $v_i$ , para tanto, uma análise no domínio de Laplace, (NILSSON e RIEDEL, 2008), torna-se indispensável.

Figura 3.1: Circuito  $RLC$  série.



#### 3.1.1 Análise da impedância característica

A impedância característica do circuito  $RLC$  série é obtida pela soma das impedâncias dos três componentes, assim se tem que:

$$Z = R + sL + \frac{1}{sC} = \frac{s^2LC + sRC + 1}{sC} \quad (3.1)$$

A parametrização da equação anterior é importante para que seja apresentada de uma forma generalizada todos os comportamentos que serão discutidos, assim considerando que:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{Z_0}{R} \quad (3.2)$$

O fator de qualidade,  $Q$ , pode ser definido como a relação da energia armazenada nos elementos reativos e a energia dissipada no elemento ativo, no caso o resistor  $R$ , para o intervalo de um ciclo. Outra definição é que  $Q$  é a relação da impedância característica reativa pelo impedância ativa. A impedância característica do circuito  $RLC$  é, então, simplificada para:

$$Z = R \frac{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{s \frac{Q}{\omega_0}} \quad (3.3)$$

Assim, realizando a análise para a impedância característica na resposta em frequência, como em (FRANKLIN et al., 2013), considerando  $s = j\omega$ , e denotando  $\omega_n = \omega/\omega_0$ , chegar-se a:

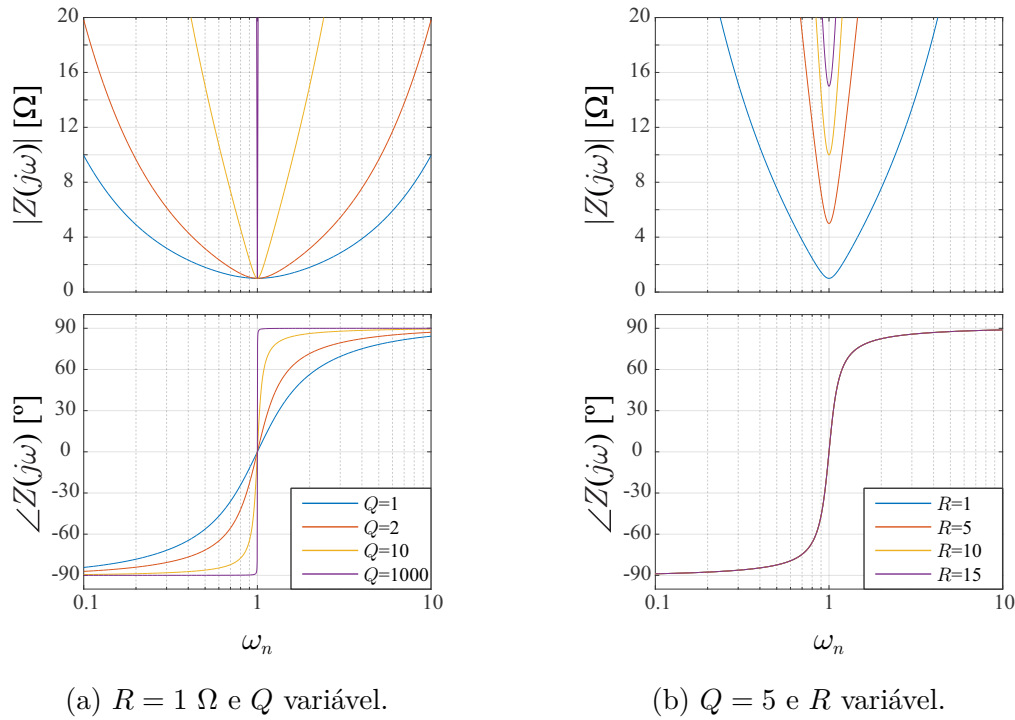
$$Z(j\omega) = R \frac{\frac{1}{\omega_n^2} - 1 + j \frac{1}{Q} \frac{1}{\omega_n}}{j \frac{1}{Q} \frac{1}{\omega_n}} \quad (3.4)$$

No domínio da frequência, a impedância é dada de uma forma complexa, como observado pela Eq. (3.4). Assim, a mesma possuirá um valor de módulo,  $|Z(j\omega)|$ , e um ângulo,  $\angle Z(j\omega)$ . O comportamento da impedância característica do circuito  $RLC$  resultante pela variação de  $\omega_n$ , com o valor de  $R$  constante em  $1 \Omega$ , e diversos valores de  $Q$ , é visualizado na Fig. 3.2(a). A Fig. 3.2(b) apresenta o comportamento da impedância pela variação de  $\omega_n$ , com valores de  $R$  diversos, e  $Q$  constante igual a 5.

Analisando primeiro o comportamento com  $R$  constante e  $Q$  variando. Observando os valores do  $|Z(j\omega)|$ , nota-se que independentemente do valor de  $Q$  o módulo da impedância vale um quando  $\omega_n = 1$ , ou seja, quando  $\omega = \omega_0$ , que é o valor da resistência  $R$ , esse comportamento é devido ao cancelamento da impedância indutivo com a impedância capacitiva, resultando em um circuito puramente resistivo. Agora realizando uma análise pelos valores de  $\angle Z(j\omega)$ , observa-se que para  $\omega_n < 1$ , os valores dos ângulos obtidos eram menores que  $0^\circ$ , assim sendo, a impedância reativa possui característica predominantemente capacitiva, e para  $\omega_n > 1$ , a característica é de predominância indutiva, devido a  $\angle Z(j\omega) > 0^\circ$ .

A avaliação para  $Q$  constante e  $R$  variando, é bastante similar à primeira análise. O valor do  $|Z(j\omega)|$  em  $\omega_n = 1$  é o valor da resistência  $R$  do circuito, e novamente foi observado

Figura 3.2: Comportamento do módulo e ângulo da impedância característica em um circuito *RLC*.



o comportamento da predominância indutiva para  $\omega_n < 1$ , e da predominância capacitiva para  $\omega_n > 1$ , quando observado os valores do ângulo da  $\angle Z(j\omega)$ .

O sistema foi colocado no domínio da frequência para permitir relacionar  $\omega$  com  $\omega_0$  e desse modo se realizar a avaliação geral das impedâncias sem que fosse necessário o conhecimento do valor de  $\omega_0$ .

### 3.1.2 Análise da corrente de entrada

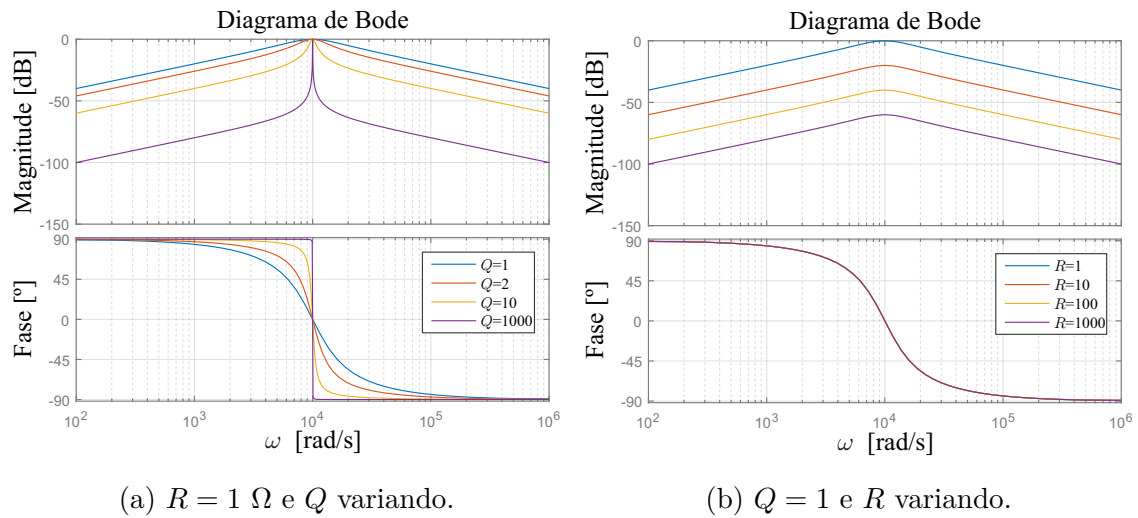
Utilizando as equações obtidas na análise da impedância característica, a admitância obtida pela razão entre a corrente resultante e a tensão de entrada do circuito *RLC* é dada por:

$$H_I(s) = \frac{I_i(s)}{V_i(s)} = \frac{s \frac{1}{R} \frac{\omega_0}{Q}}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

$H_I(s)$  é definida como a função de transferência para o sistema em análise e a função de transferência é definida como o ganho de entrada para a saída, isto é, a razão entre a

transformada de Laplace da saída e a transformada de Laplace da entrada, (FRANKLIN et al., 2013). Essa resposta possui seu valor de amplitude em dB, que corresponde a: dado um valor de  $H$  em valor absoluto, seu valor em dB é dado por  $H_{\text{dB}} = 20\log_{10}(H)$ . As próximas análises serão realizadas pelos diagramas de Bode das funções de transferência de interesse, que é a resposta em frequência do sistema sem que ocorra a necessidade de realizar a consideração, antes utilizada,  $s = j\omega$ . Para os diagramas de Bode que são apresentados foi colocado  $\omega_0 = 10000$  rad/s, valor selecionado arbitrariamente.

Figura 3.3: Diagrama de Bode de  $H_I(s)$ .



Como verificado na análise da impedância, quando da operação na frequência de ressonância o circuito tem característica puramente resistiva, e a impedância reativa se cancela com a capacitiva. Como resultado ao se observar a corrente do circuito, Fig. 3.3(a), seu valor de pico é dado quando a frequência de operação é igual à frequência de ressonância, e como visualizado na Fig. 3.3(b), esse valor de pico depende apenas do valor da resistência do circuito.

### 3.1.3 Análise das tensões

Como observado pelas análises anteriores, quando a frequência de entrada da fonte de tensão  $v_i$  é igual à frequência de ressonância de um circuito  $RLC$  série, a impedância resultante é o valor do resistor  $R$ , e como resultado o valor da corrente de entrada  $i_i$  terá seu valor máximo. Resta agora se realizar uma verificação do comportamento das tensões nos componentes nesse ponto de operação específico. Utilizando as equações anteriores, tem-se

que as funções de transferência das tensões em cada componente do circuito são dadas por:

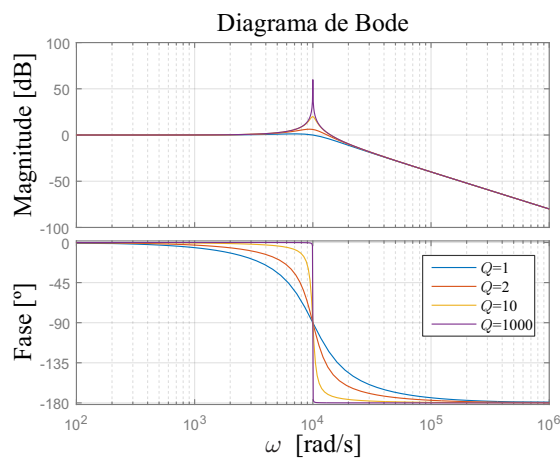
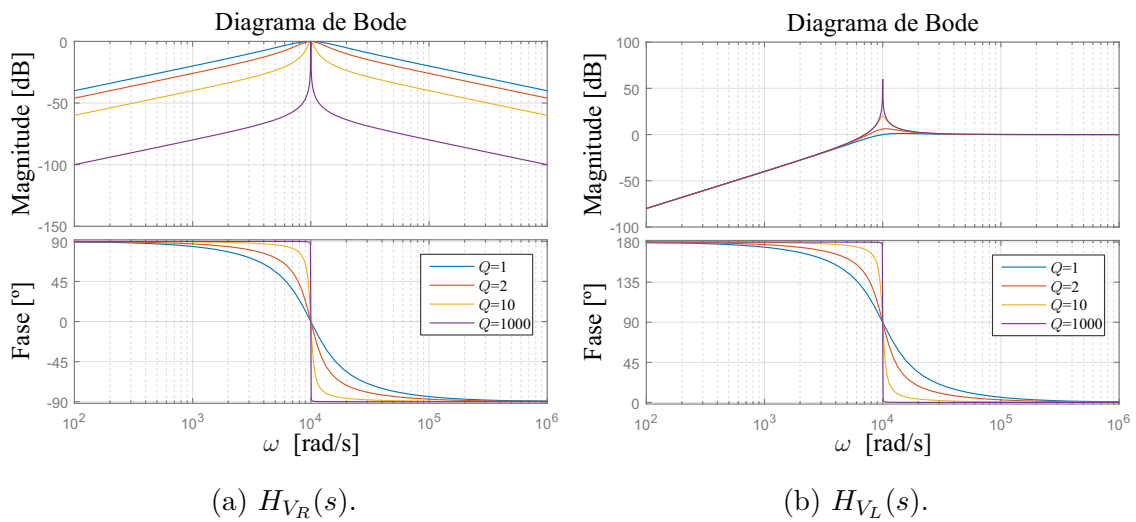
$$H_{V_R}(s) = \frac{V_R(s)}{V_i(s)} = \frac{s \frac{\omega_0}{Q}}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.6)$$

$$H_{V_L}(s) = \frac{V_L(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

$$H_{V_C}(s) = \frac{V_C(s)}{V_i(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

Novamente considerando  $\omega_0 = 10000$  rad/s, para se obter os diagramas de Bode de  $H_{V_R}(s)$ ,  $H_{V_L}(s)$  e  $H_{V_C}(s)$ , os resultados são vistos nas Figs. 3.4(a)-(c).

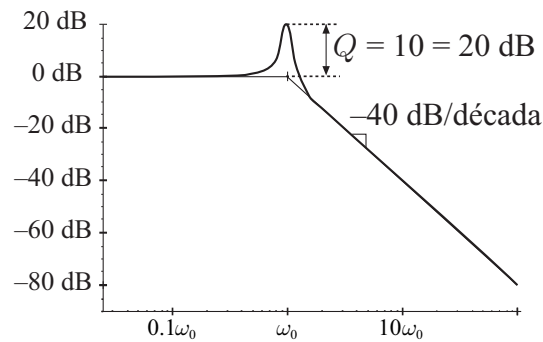
Figura 3.4: Diagramas de Bode das tensões nos componentes para  $R = 1 \Omega$  e  $Q$  variando.





Pelas respostas obtidas das tensões nos componentes, constata-se que na frequência de ressonância a tensão no resistor possui valor máximo de 0 dB, que em valor absoluto equivale a 1 e fase de  $0^\circ$ , ou seja, a tensão sobre o resistor equivale à tensão de entrada. No entanto, quando observado os valores das tensões no indutor e no capacitor, tem-se um pico de tensão nos mesmos que possuem magnitudes iguais, porém fases opostas. Devido a esse comportamento, quando da aquisição dos capacitores, deve ser observado o valor máximo de tensão que o mesmo suporta. Esse valor de pico, como visualizado nas Figs. 3.4(b) e (c), possuem valor limitado pelo fator de qualidade utilizado, assim como exemplificado na Fig. 3.5.

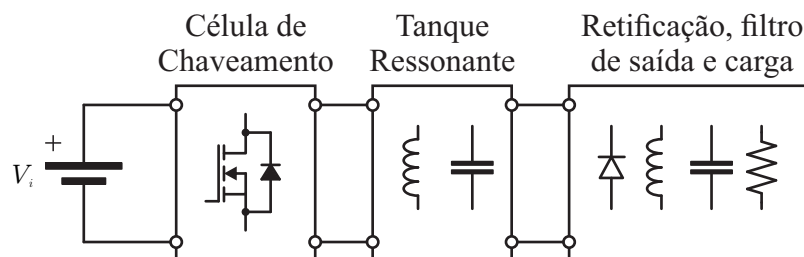
Figura 3.5: Visualização do valor do pico de tensão no capacitor em  $\omega_0$  com  $Q = 10$ .



## 3.2 Conversores CC-CC Ressonantes

A topologia geral de um conversor ressonante é ilustrada na Fig. 3.6, onde se tem: um estágio de chaveamento; um tanque ressonante composto de indutores e capacitores; e um estágio de retificação e caracterização do tipo de carga.

Figura 3.6: Topologia geral dos conversores ressonantes.

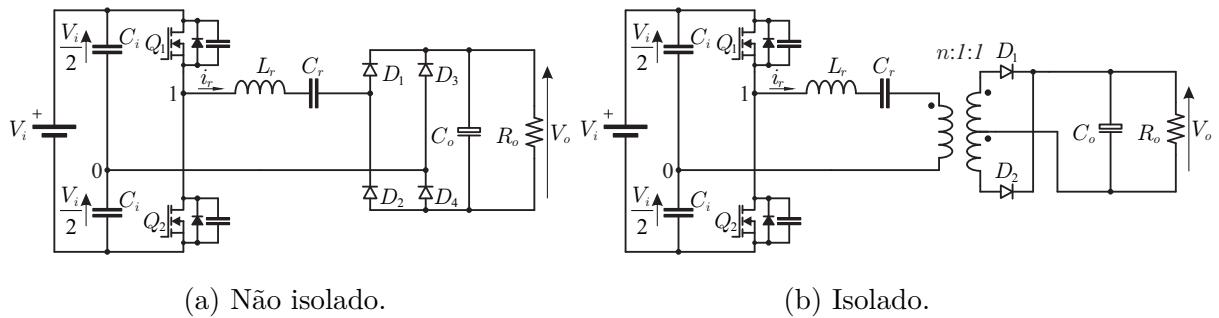


Esses conversores possuem características de ganho, como será apresentado, dado pela variação de  $f_s$ , onde os valores de  $D$  são fixos em 50 %, e é considerado um  $t_d$  entre os sinais de disparo dos transistores.

### 3.2.1 Conversor SRC

Duas topologias de conversores SRC são ilustradas nas Figs. 3.7(a) e (b). O tanque ressonante é composto por um indutor,  $L_r$ , em série com um capacitor,  $C_r$ , e a carga está em série com o tanque ressonante. Como observado em ambas as topologias o filtro de saída para a carga,  $R_o$ , é composto apenas de um capacitor,  $C_o$ , onde o mesmo realiza a filtragem de uma corrente oscilatória proveniente da operação ressonante do tanque.

Figura 3.7: Conversor SRC.



Fonte: (ANG, 2005) e (STEIGERWALD, 1988), alterado pelo autor.

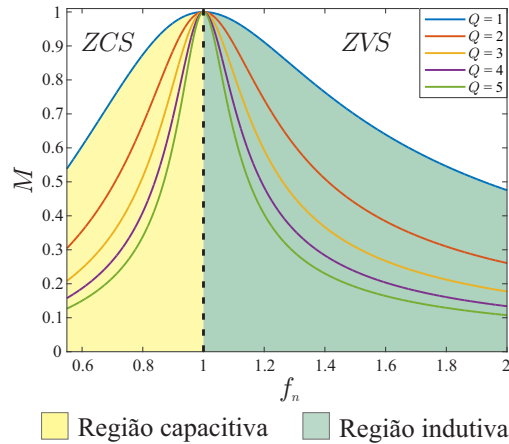
A análise temporal desse conversor, apresentada em (MOHAN et al., 2003) (ANG, 2005), se baseia na consideração de que devido a filtragem proporcionada por  $C_o$ , a retificação e a carga sejam caracterizados por uma fonte de tensão constante com valor  $V_o$ . Os modos de condução, contínuo ou descontínuo, são relacionados com  $f_s$  e  $f_0$ , onde para  $f_s < 0,5f_0$  a operação é descontínua, para  $0,5f_0 \leq f_s < f_0$  a operação é contínua com comutação ZCS e para  $f_s \geq f_0$  a operação também é contínua com comutação ZVS.

Devido a complexidade da análise temporal, foi apresentada, como uma forma de simplificar a característica de ganho e comportamento do conversor, a análise FHA no domínio da frequência, (STEIGERWALD, 1988). Essa é feita considerando a primeira harmônica da tensão aplicada na entrada do tanque ressonante,  $V_{10}$ , que possui valores de  $-V_i/2$  e  $V_i/2$ , de forma que essa tensão tem comportamento de uma onda quadrada, onde pode ser decomposta em uma série de Fourier com a primeira harmônica possuindo 63 % do valor da tensão de entrada. Outra base para a análise FHA é feita considerando uma resistência equivalente,  $R_{ac}$ , conectada ao tanque ressonante.

Utilizando as considerações para a análise FHA, obtém-se uma equação analítica, (STEIGERWALD, 1988), que relaciona a tensão de saída pela tensão de entrada,  $M = V_o/V_i$ ,

bastante simplificada cujas variáveis principais são:  $f_n = f_s/f_0$  e  $Q$ . Assim, dependendo da topologia utilizada, a equação de  $M$  poderá variar, mas possui comportamento característico mostrado na Fig. 3.8.

Figura 3.8: Curva  $M \times f_n$  do conversor SRC, com diversos valores de  $Q$ .



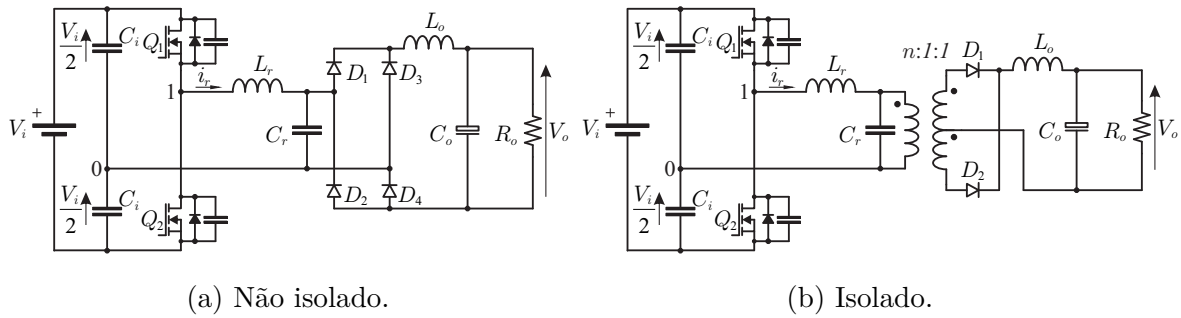
Baseado no comportamento de ganho do SRC, independente do valor de  $Q$  quando  $f_n = 1$ , ocorre um ganho unitário na tensão de saída, sendo esse o seu ganho máximo. O principal problema desse conversor é observado para valores altos da resistência de saída, o que acarreta em uma diminuição de  $Q$ , que, como observado, quando ocorre essa diminuição o valor do ganho  $M$  irá sofrer pouca variação, quando da variação de  $f_n$ .

### 3.2.2 Conversor PRC

Duas topologias do conversor PRC são mostradas nas Figs. 3.9(a) e (b). O tanque ressonante é composto por um indutor,  $L_r$ , e um capacitor,  $C_r$ , e a carga está em paralelo com o capacitor  $C_r$ , que de forma geral está em paralelo ao tanque ressonante. Como se observa em ambas as topologias o filtro de saída para a carga,  $R_o$ , é composto de um indutor,  $L_o$ , e um capacitor,  $C_o$ . A filtragem ocorre em  $L_o$ , onde o mesmo filtra uma tensão oscilatória proveniente da operação do tanque ressonante.

A análise temporal desse conversor, apresentada em (MOHAN et al., 2003) e (ANG, 2005), se baseia na consideração de que devido a filtragem proporcionada por  $L_o$  e  $C_o$ , e que a retificação e a carga sejam caracterizados por uma fonte de corrente constante com valor  $I_o$ . Os modos de condução, contínuo ou descontínuo, são relacionados com  $f_s$  e  $f_0$ , assim como o SRC.

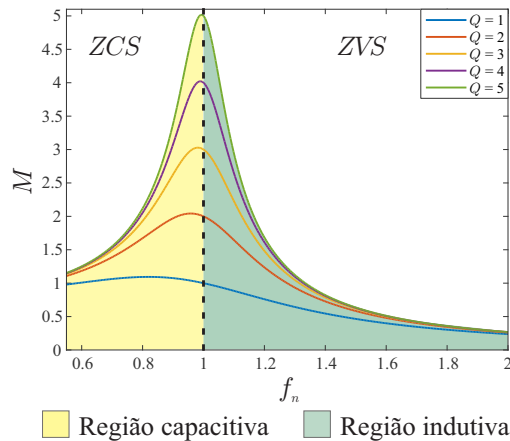
Figura 3.9: Conversor PRC.



Fontes: (ANG, 2005) e (STEIGERWALD, 1988), alterado pelo autor.

Pela análise FHA, (STEIGERWALD, 1988), o comportamento característico do ganho desse conversor é ilustrado na Fig. 3.10.

Figura 3.10: Curva  $M \times f_n$  do conversor PRC, com diversos valores de  $Q$ .



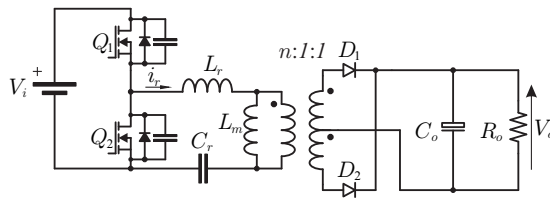
O conversor SRC possuía ganho máximo unitário, independente do parâmetro  $Q$ , porém, é visto pela curva de ganho do PRC, que o mesmo pode proporcionar ganhos maiores que um, onde são limitados pelo valor de  $Q$ . Baseado na curva de ganho, o problema que relaciona o controle da tensão de saída pela variação de  $f_n$ , quando há altos valores da resistência de saída, é minimizado, em comparação ao SRC.

### 3.2.3 Conversor tipo LLC

Os dois conversores apresentados anteriormente possuem uma característica construtiva em comum, ambos possuem dois elementos no tanque ressonante. A colocação de mais de dois elementos no tanque ressonante combinam as características dos conversores SRC e PRC, possibilitando a mitigação de suas falhas operacionais. O conversor tipo LLC é um

dos conversores que utilizam três elementos em seu tanque ressonante,  $L_r$ ,  $L_m$  e  $C_r$ , como visualizado na Fig. 3.11. A funcionalidade principal para a utilização desse conversor é quanto a integração magnética proporcionada pelo modelo *APR*, (SIMONE et al., 2006), de um transformador, onde, com apenas o transformador, são obtidos os dois elementos magnéticos do tanque, característica essa que o tornou o mais difundido quando da conversão CC-CC isolada.

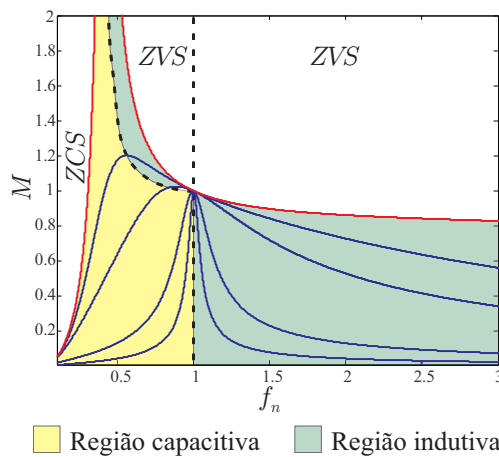
Figura 3.11: Conversor tipo *LLC*.



Como o tanque ressonante possui três elementos reativos, dois indutores e um capacitor, o mesmo possuirá duas frequências de ressonância em sua operação. A primeira é a tradicional frequência de chaveamento utilizada nos conversores anteriores,  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ , e a segunda é dada pela soma das indutâncias, daí,  $f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}}$ . A análise temporal, apresentando várias configurações de operação possíveis do conversor, é apresentada em (YANG, 2003).

Novamente, utilizando a análise FHA, (SIMONE et al., 2006), é obtido o ganho do conversor, cuja curva característica de operação é visualizada na Fig. 3.12, onde é possível observar o comportamento devido às duas frequências de ressonância do tanque.

Figura 3.12: Curva  $M \times f_n$  do conversor tipo *LLC*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Com base na curva de ganho do conversor *LLC*, o mesmo possibilita ganho unitário

quando  $f_n = 1$ , característica do conversor *SRC*, e para frequências  $f_s$  onde  $f_{02} < f_s < f_0$  o conversor possibilita ganhos maiores que um, dependendo do valor de  $Q$ , característica do conversor *PRC*, e em ambas as operações, devido a predominância indutiva do tanque, o chaveamento se dá em comutação *ZVS*.

### 3.3 Tipos de Chaveamento não Dissipativos

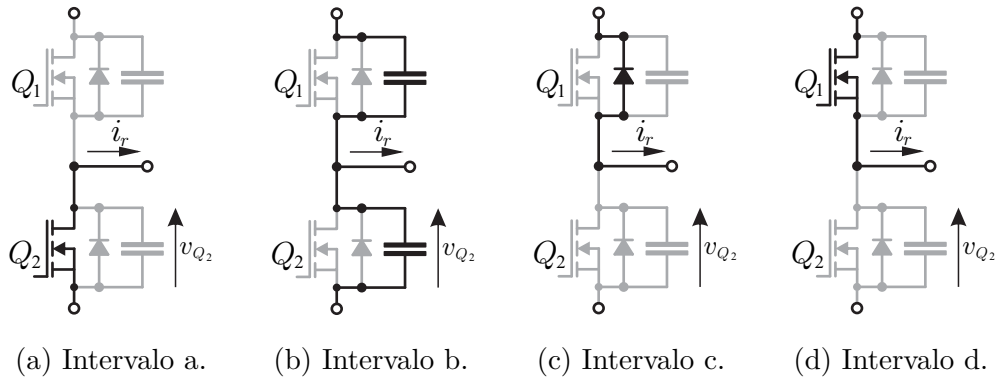
A obtenção dos chaveamentos não dissipativos se baseia principalmente na condução dos diodos antiparalelos das chaves que estão na célula de chaveamento, que no caso apresentado é a célula meia ponte. O comportamento da condução natural desses diodos é feita observando a corrente no ponto central da estrutura meia ponte que está ligado à operação do circuito ressonante.

No chaveamento em tensão nula, *ZVS*, a chave entra em estado de condução ou bloqueio quando a tensão sobre a mesma é zero. Um exemplo de um intervalo de comutação em tensão nula usando uma transição de ressonância é ilustrado nas Figs. 3.13 e 3.14, onde são apresentados os comportamentos de uma meia ponte de MOSFET, com diodos em antiparalelos e capacitores parasitas, ou até de *snubber*.

A comutação em tensão nula é realizada bloqueando a chave inferior, Fig. 3.13(a), que estava conduzindo a corrente do tanque ressonante  $i_r$  com sentido oposto ao indicado pela figura. Com o bloqueio de  $Q_2$  a corrente  $i_r$  realizará a carga e a descarga dos capacitores paralelos às chaves, capacitor de  $Q_2$  e capacitor de  $Q_1$ , respectivamente, Fig. 3.13(b). A tensão  $v_{Q_2}$  aumenta até que o diodo antiparalelo da chave  $Q_1$  seja colocado em condução, dado o sentido da corrente do tanque ressonante, Fig. 3.13(c). A chave superior  $Q_1$  pode agora ser colocado em estado de condução pelo sinal de controle da mesma, que devido ao sentido da corrente  $i_r$  será colocada em condução em um instante posterior ao do instante de chaveamento, Fig. 3.13(d), comportamento baseado em (HENZE et al., 1988).

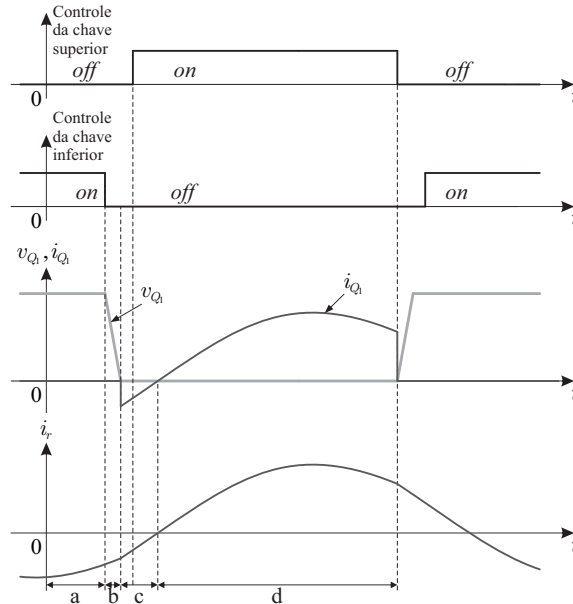
No chaveamento em corrente nula, *ZCS*, a chave é passa ao estado de condução ou bloqueio quando a corrente da mesma é zero. Um exemplo de um intervalo de comutação em corrente nula usando uma transição de ressonância é ilustrado nas Figs. 3.15 e 3.16, onde são apresentados os comportamentos de uma meia ponte de MOSFET, com diodos em antiparalelos.

Figura 3.13: Comportamentos do chaveamento ZVS em uma estrutura meia ponte.



Fonte: (HENZE et al., 1988), alterado pelo autor.

Figura 3.14: Principais formas de onda de um típico chaveamento ZVS.

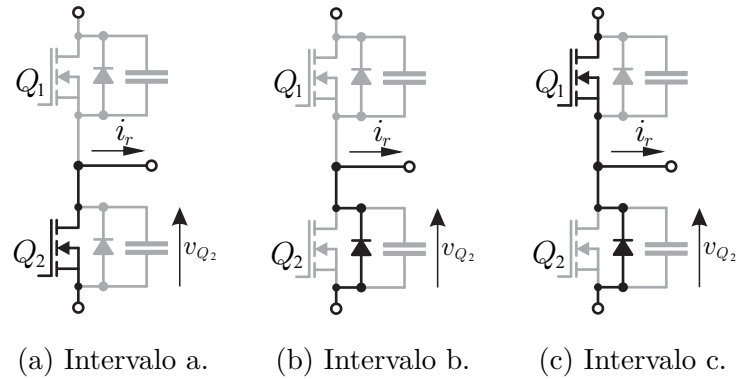


Fonte: (CHOI, 2016), alterado pelo autor.

Dado o comportamento da corrente  $i_r$  do tanque ressonante a chave  $Q_2$  se encontra em condução, Fig. 3.15(a). Pela ressonância, ocorre que a corrente  $i_r$  inverte de sentido, quando ainda há sinal de condução em  $Q_2$ , fazendo com que o diodo antiparalelo de  $Q_2$  conduza naturalmente a corrente  $i_r$ , Fig. 3.15(b). O sinal para condução de  $Q_2$  agora é desligado, como o seu diodo em antiparalelo conduzia ocorre a comutação ZCS, e durante o intervalo de *dead time* o diodo antiparalelo de  $Q_2$  ainda é quem conduz. Após o *dead time* o sinal para condução de  $Q_1$  é ligado, Fig. 3.15(c). Com a condução de  $Q_1$  ocorre que o diodo antiparalelo de  $Q_2$  é colocado em polarização reversa fazendo com que, idealmente, o mesmo seja colocado em estado de bloqueio, porém como os diodos reais possuem um tempo de

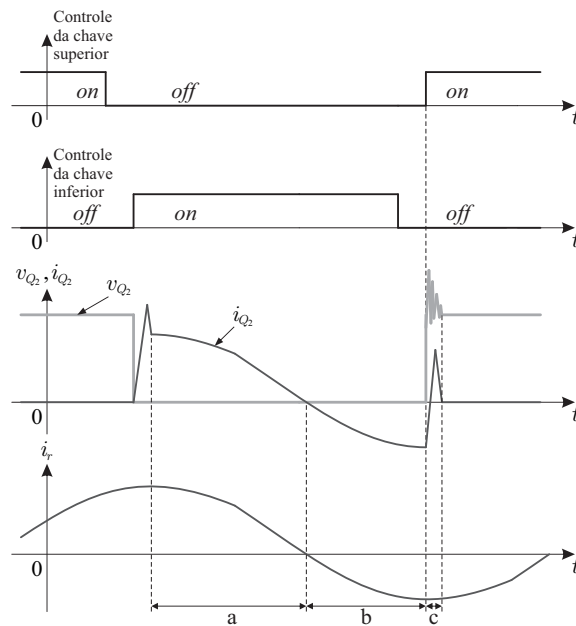
recuperação reversa o diodo de  $Q_2$  ainda irá conduzir por um breve intervalo de tempo. É devido a esse problema de recuperação reversa dos diodos em antiparalelos com às chaves que o chaveamento ZVS é mais utilizado que o ZCS.

Figura 3.15: Comportamentos do chaveamento ZCS em uma estrutura meia ponte.



Fonte: (CHOI, 2016), alterado pelo autor.

Figura 3.16: Principais formas de onda de um típico chaveamento ZCS.



Fonte: (CHOI, 2016), alterado pelo autor.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foram estudadas as características de um circuito  $RLC$  quando existe a variação da frequência de entrada, e foi observado que o circuito apresentado possui características diversas, onde o ponto principal é dado quando a frequência de entrada é igual a



frequência de ressonância do circuito *RLC*.

Como apresentado, os conversores ressonantes possuem vários tipos de configurações de tanques, que proporcionam às células de comutação chaveamento não dissipativo do tipo ZVS ou ZCS, que baseado nas curvas de ganho apresentadas, e a contextualização de impedâncias características realizada, são obtidas dada a predominância indutiva ou capacitiva do conversor em operação. A operação em ZCS não é recomendada, dado os seus problemas de operação real.

A utilização dos conversores ressonantes para a aplicação no aquecimento indutivo se mostra interessante por três pontos principais:

- O modelo do sistema de aquecimento indutivo, composto de uma indutância e uma resistência, já é um dos elementos do tanque ressonante;
- A corrente alternada em alta frequência, necessária para se obter o fenômeno, é proporcionada pela própria operação ressonante dos conversores;
- As comutações são não dissipativas.

Com base nesses pontos, o conversor com tanque ressonante série é o mais adequado para utilização no aquecimento indutivo.

Além das estruturas de conversores ressonantes apresentadas, há ainda as denominadas chaves ressonantes (LEE, 1987), onde ocorre o acréscimo de um circuito ressonante nas chaves dos conversores para obtenção dos chaveamentos não dissipativos.

# 4

## FILTROS PASSIVOS E CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Os dispositivos não lineares e células de comutação são um dos principais responsáveis por causar distorções de corrente na rede elétrica, introduzindo harmônicos que diferem da componente fundamental de tensão. Daí, torna-se necessário uma forma de supressão de tais distúrbios. A forma mais usual, pois possui uma alta eficiência e um baixo custo, é a utilização de filtros passivos na conexão da rede com o conversor chaveado.

Os PFPs são, também, uma das formas bastante eficientes de se realizar, de maneira ativa ou passiva, a minimização da introdução de harmônicos de corrente na rede, e de se obter valores de FP próximos do unitário.

Serão apresentados nesse capítulo, os comportamentos e as equações de filtros passivos, destacando-se os filtros passa-baixa  $L$ ,  $LC$  e o  $LCL$ . Assim como de uma apresentação da problemática do processamento CA-CC e de algumas técnicas utilizadas para correção do FP de tal processamento. A parte final é dada com a apresentação do barramento capacitivo não suavizado e a utilização de um filtro para se obter um fator de potência unitário.

### 4.1 Filtros Passivos

Devido à frequência de chaveamento utilizada nos conversores que são conectados à rede elétrica possuir valores muito maiores que a frequência da rede, utiliza-se filtros passa baixa

para que tais frequências não causem os distúrbios de harmônicas na corrente da rede. Os filtros passivos mais utilizados são: filtro tipo  $L$ ; filtro tipo  $LC$ ; filtro tipo  $LCL$ , apresentados, com suas possíveis derivações considerando elementos parasitas e de amortecimento, em (BERES et al., 2016) e (CHANNEGOWDA e JOHN, 2010).

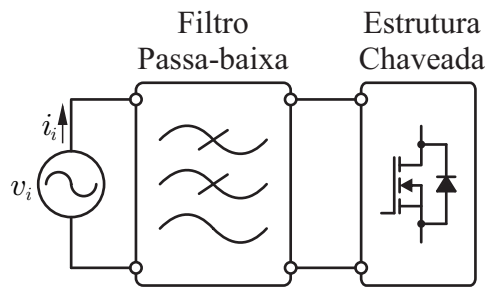
A associação de indutores e capacitores para composição de filtros de entrada, ou saída, conectados à rede elétrica ocorre porque o indutor apresenta uma alta impedância em altas frequências, fazendo com que as harmônicas de corrente advindas do chaveamento não passem para a rede, e o capacitor uma alta impedância em baixas frequências. Essa justificativa se baseia nas equações de impedância dos dois componentes, dadas por:

$$Z_L = j\omega L \tag{4.1}$$

$$Z_C = \frac{j}{\omega C} \tag{4.2}$$

Considerando a rede elétrica como fonte de alimentação de entrada de alguma estrutura chaveada em alta frequência, demanda a necessidade de um filtro passa baixa entre a rede e o conversor, pois é considerado que a frequência de operação do chaveamento seja muito maior que a frequência da rede. O esquemático de uma estrutura que utiliza os filtros passivos em sua entrada pode ser visualizado pela Fig. 4.1.

Figura 4.1: Diagrama de ligação rede-filtro-estrutura chaveada.



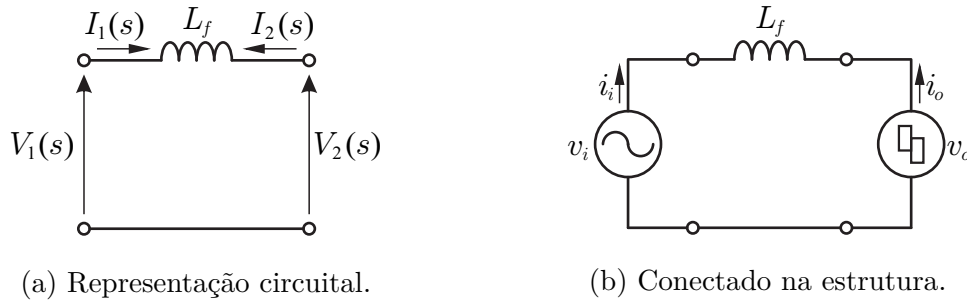
Será realizada uma apresentação dos principais tipos de filtros passivos e seus comportamentos quando de sua utilização na estrutura acima apresentada.

### 4.1.1 Filtro $L$

O filtro tipo  $L$ , visualizado na Fig. 4.2(a), é o filtro passa baixa de corrente mais simples utilizado. Sua resposta possui grau um em uma avaliação no domínio de Laplace, assim, sua

atenuação é de 20 dB/dec, como será apresentado. A ligação desse filtro entre a rede e o conversor chaveado é visualizada na Fig. 4.2(b), onde é comum a representação utilizada para a estrutura chaveada sendo uma fonte de tensão pulsada.

Figura 4.2: Filtro tipo  $L$ .



A representação de filtros em modelos de quadripolo, (NILSSON e RIEDEL, 2008), torna-se interessante para que seja possível uma avaliação genérica das tensões e correntes características do sistema, assim, para todos os filtros estudados serão apresentados os parâmetros de indutância e admitância.

### Parâmetros de impedância

Os parâmetros de impedância são calculados com a finalidade de se construir a seguinte matriz de igualdades:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Os cálculos dos parâmetros da matriz de impedância são tais que:

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = 0, \quad z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = 0 \quad (4.4)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = 0, \quad z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = 0 \quad (4.5)$$

O zeramento da matriz de impedância para o filtro tipo  $L$ , já é esperado, pois a matriz de impedância realiza a observação do comportamento do circuito quando uma das suas portas está aberta. Por isso, os parâmetros  $z$  são denominados de *parâmetros de circuito aberto*, como o indutor fica flutuando não há impedância no circuito.

### Parâmetros de admitância

Os parâmetros de admitância são calculados com a finalidade de se construir a seguinte matriz de igualdades:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Os cálculos dos parâmetros da matriz de admitância são tais que:

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} = \frac{1}{sL_f}, \quad y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} = -\frac{1}{sL_f} \quad (4.7)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} = -\frac{1}{sL_f}, \quad y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} = \frac{1}{sL_f} \quad (4.8)$$

A matriz de admitância para o filtro  $L$  é então:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_f} & -\frac{1}{sL_f} \\ -\frac{1}{sL_f} & \frac{1}{sL_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

A corrente de entrada  $I_1(s)$  é dada pela equação:

$$I_1(s) = \frac{1}{sL_f} V_1(s) - \frac{1}{sL_f} V_2(s) \quad (4.10)$$

Realizando a análise de superposição para se observar a contribuição de uma corrente gerada pela fonte chaveada na rede elétrica tem-se que a função de transferência de  $I_1(s)$  por  $V_2(s)$  é:

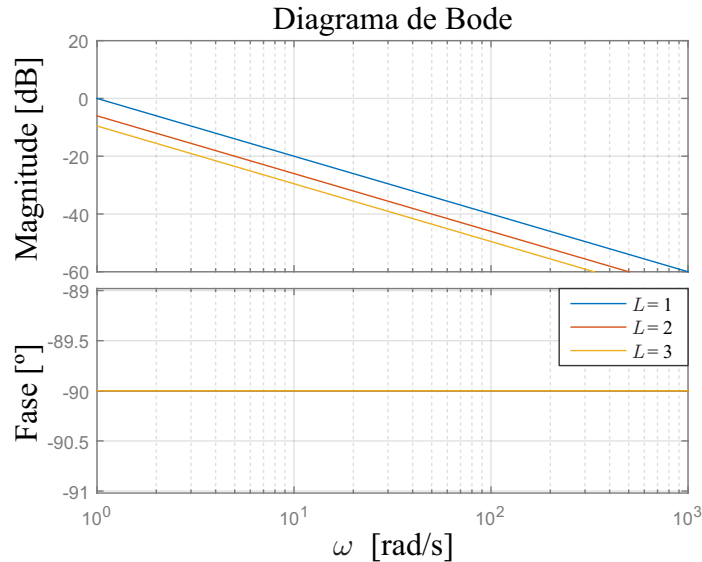
$$H_{I_L(s)} = \frac{I_1(s)}{V_2(s)} = -\frac{1}{sL_f} \quad (4.11)$$

Colocando o sentido de  $I_1(s)$  igual ao sentido de  $I_2(s)$ , tem-se:

$$H_{I_L(s)} = \frac{1}{sL_f} \quad (4.12)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência de  $H_{I_L}(s)$  é apresentado na Fig. 4.3, onde é observado o comportamento da corrente de entrada com relação à frequência da tensão do conversor.

Figura 4.3: Diagrama de Bode da função  $H_{I_L}(s)$ .



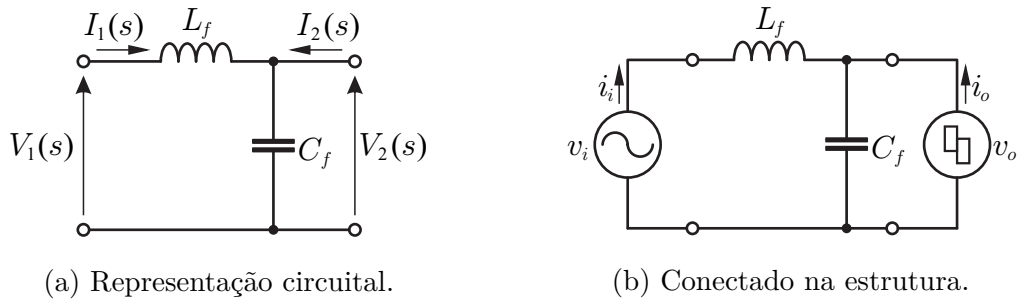
Avaliando a resposta de  $H_{I_L}(s)$ , observa-se que em baixas frequências o valor da relação da corrente  $I_1(s)$  pela tensão  $V_2(s)$ , possui valores altos, onde pode se concluir que o filtro tem comportamento de baixa impedância. A medida que o valor da frequência da tensão  $V_2(s)$  aumenta, a corrente terá seu valor reduzido, também. O filtro  $L$  é muito utilizado em acionamento de máquinas magnetostáticas, por essa característica de passagem de correntes de baixa frequência.

### 4.1.2 Filtro $LC$

Caso a frequência de chaveamento não seja tão maior que a frequência da rede, o resultado seria um aumento considerável no valor da indutância do filtro  $L$ , o que fisicamente, acarreta em volumes maiores para esse componente. O filtro  $LC$ , Fig. 4.4(a), agora possuindo uma dinâmica de segunda ordem, apresenta decaimento de 40 dB/dec após a frequência de ressonância do indutor e capacitor, como será visualizado na Fig. 4.5. A utilização desse filtro é interessante pois, para altas frequências, o capacitor proporciona um caminho de baixa impedância, fazendo com que as correntes de alta frequência do chaveamento retornem pelo mesmo e não sejam introduzidas na rede. A ligação desse filtro entre a rede e o conversor

chaveado é visualizada na Fig. 4.4(b).

Figura 4.4: Filtro tipo  $LC$ .



Assim, como no filtro  $L$ , serão apresentados os parâmetros de impedância para o modelo de quadripolo do filtro  $LC$ .

### Parâmetros de impedância

Realizando o mesmo desenvolvimento que no filtro  $L$ , os parâmetros de impedância do filtro  $LC$  são obtidos por:

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = sL_f + \frac{1}{sC_f}, \quad z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.13)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{1}{sC_f}, \quad z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.14)$$

A matriz de impedâncias é então:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s^2 L_f C_f + 1}{sC_f} & \frac{1}{sC_f} \\ \frac{1}{sC_f} & \frac{1}{sC_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Assim, utilizando a equação que relaciona a tensão de entrada  $V_1(s)$  pelas correntes do filtro, tem-se que:

$$V_1(s) = \frac{s^2 L_f C_f + 1}{sC_f} I_1(s) + \frac{1}{sC_f} I_2(s) \quad (4.16)$$

Com o objetivo de se analisar o comportamento da corrente de entrada pela corrente proveniente do chaveamento, a avaliação por superposição é realizada, daí colocando-se  $V_1(s) = 0$ , a função de transferência das correntes é:

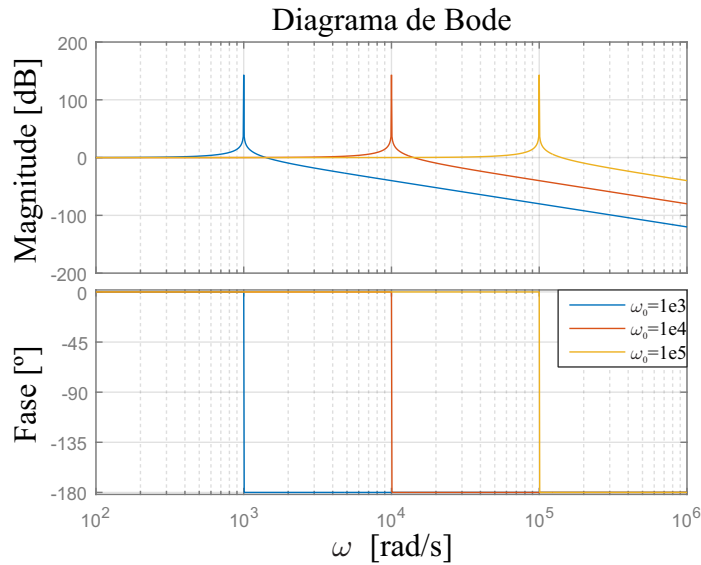
$$\frac{I_1(s)}{I_2(s)} = -\frac{1}{s^2 L_f C_f + 1} \quad (4.17)$$

Colocando o sentido de  $I_1(s)$  igual ao sentido de  $I_2(s)$ , tem-se:

$$H_{I_{LC}}(s) = \frac{I_1(s)}{I_2(s)} = \frac{1}{s^2 L_f C_f + 1} = \frac{1}{s^2 \frac{1}{\omega_0^2} + 1} \quad (4.18)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência de  $H_{I_{LC}}(s)$  é apresentado na Fig. 4.5.

Figura 4.5: Diagrama de Bode da função  $H_{I_{LC}}(s)$ .



Pelo comportamento observado na resposta de  $H_{I_{LC}}(s)$ , repara-se que para baixas frequências, menores que a frequência de ressonância do circuito  $LC$ , já argumentado no capítulo anterior, o ganho é 0 dB, que equivale a um em valor absoluto. Assim, para correntes nessa faixa de frequência, ocorre a transferência direta entre as fontes, com atenuação mínima e defasagem de  $0^\circ$  entre as mesmas. Quando da injeção de correntes de alta frequência, operando acima da frequência de ressonância, seus valores serão atenuados pelo filtro, fazendo com que essas correntes sejam mínimas na rede elétrica.



### Parâmetros de admitância

Os parâmetros da matriz de admitância são calculados por:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{sL_f}, \quad y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -\frac{1}{sL_f} \quad (4.19)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{1}{sL_f}, \quad y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{1}{sL_f} + sC_f \quad (4.20)$$

A matriz de admitância para o filtro  $LC$  é, então:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_f} & -\frac{1}{sL_f} \\ -\frac{1}{sL_f} & \frac{s^2L_fC_f + 1}{sL_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Para o comportamento da tensão de saída  $V_2(s)$  com relação à tensão de entrada obtém-se a equação:

$$I_2(s) = -\frac{1}{sL_f}V_1(s) + \frac{s^2L_fC_f + 1}{sL_f}V_2(s) \quad (4.22)$$

Assim, considerando  $I_2(s) = 0$ , é válido que:

$$H_{V_{LC}}(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{s^2L_fC_f + 1} \quad (4.23)$$

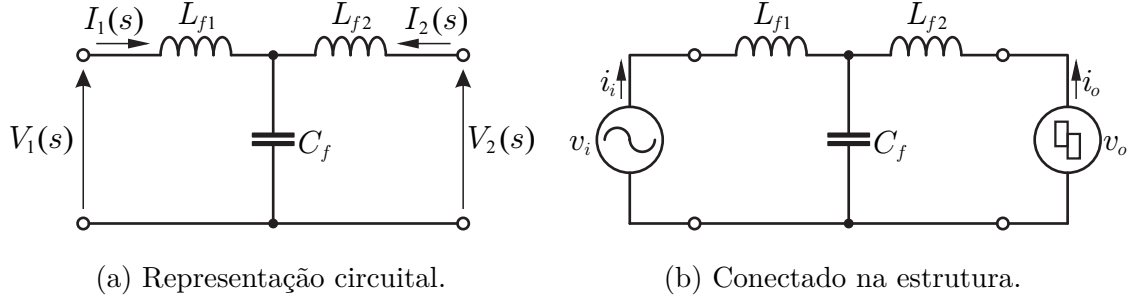
O comportamento da tensão de saída é igual ao comportamento visualizado na Fig. 4.5, quando foi verificada a relação das correntes. Assim, pela análise das tensões, verifica-se que para baixas frequências da tensão de entrada a saída terá comportamento igual, já para altas frequências a tensão de saída será atenuada de 40 dB/dec após a frequência de ressonância.

#### 4.1.3 Filtro $LCL$

Tendo apresentado os filtros com ordem um e dois, será apresentado aqui o filtro de ordem três, que proporciona uma atenuação de 60 dB/dec, acima da frequência de ressonância, em alguns comportamentos verificados. O filtro  $LCL$ , visualizado na Fig. 4.6, possui um indutor

adicional na saída de um filtro  $LC$ , e esse indutor possui a característica de impedir que os parâmetros da rede interfiram na operação do filtro. (KNABBEN, 2017).

Figura 4.6: Filtro tipo  $LC$ .



### Parâmetros de impedância

Os parâmetros de impedância são dados por:

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = sL_{f1} + \frac{1}{sC_f}, \quad z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.24)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{1}{sC_f}, \quad z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = sL_{f2} + \frac{1}{sC_f} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s^2 L_{f1} C_f + 1}{sC_f} & \frac{1}{sC_f} \\ \frac{1}{sC_f} & \frac{s^2 L_{f2} C_f + 1}{sC_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

A relação de tensão de entrada  $V_1(s)$  com as correntes do filtro é:

$$V_1(s) = \frac{s^2 L_{f1} C_f + 1}{sC_f} I_1(s) + \frac{1}{sC_f} I_2(s) \quad (4.27)$$

Colocando-se  $V_1(s) = 0$ , a função de transferência das correntes é:

$$\frac{I_1(s)}{I_2(s)} = -\frac{1}{s^2 L_{f1} C_f + 1} \quad (4.28)$$

Colocando o sentido de  $I_1(s)$  igual ao sentido de  $I_2(s)$ , tem-se:

$$H_{I_{LCL}}(s) = \frac{I_1(s)}{I_2(s)} = \frac{1}{s^2 L_{f1} C_f + 1} \quad (4.29)$$

Novamente, um comportamento similar ao do apresentado na Fig. 4.5 é obtido. Esse comportamento já é esperado, dado que a corrente  $I_2(s)$  é injetada no nó do indutor  $L_{f2}$ , assim, para essa primeira avaliação, esse indutor não participa da filtragem.

### Parâmetros de admitância

Os parâmetros da matriz de admitância são calculados por:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{s^2 L_{f2} C_f + 1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (4.30)$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -\frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (4.31)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (4.32)$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{s^2 L_{f1} C_f + 1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (4.33)$$

A matriz de admitância para o filtro  $LCL$  é então:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{s^2 L_{f2} C_f + 1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} & -\frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \\ -\frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} & \frac{s^2 L_{f1} C_f + 1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Agora, é importante a avaliação do comportamento da corrente de saída pela tensão de entrada, assim:

$$I_2(s) = -\frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} V_1(s) + \frac{s^2 L_{f1} C_f + 1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} V_2(s) \quad (4.35)$$

Considerando  $V_2(s) = 0$ , já com o mesmo sentido de  $I_1(s)$ , é válido que:

$$H_{IV_{LCL}}(s) = \frac{I_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{s^3 L_{f1} L_{f2} C_f + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (4.36)$$

A simplificação da função de transferência de  $H_{IV_{LCL}}(s)$  é realizada utilizando as seguintes parametrizações:

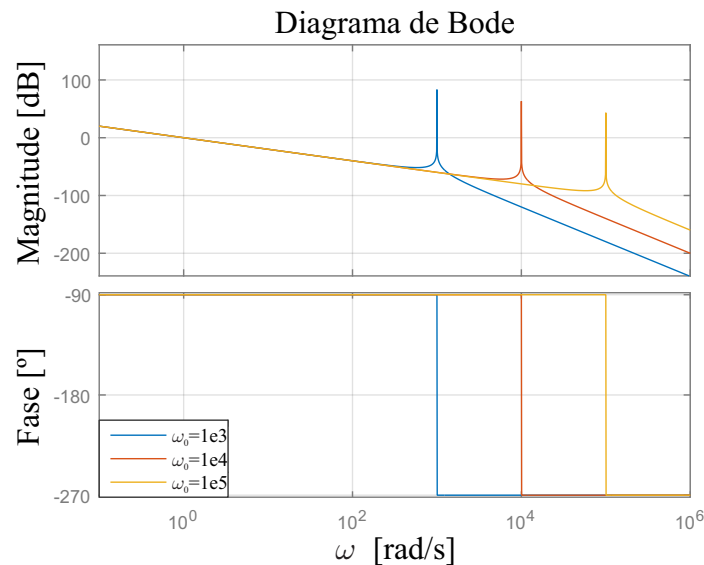
$$\omega_{0_{LCL}}^2 = \frac{1}{L_{f12} C_f}, \quad L_{f12} = \frac{L_{f1} L_{f2}}{L_{f1} + L_{f2}}, \quad (4.37)$$

logo a Eq. 4.36, pode ser reescrita como:

$$H_{IV_{LCL}}(s) = \frac{I_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{s \left( s^2 \frac{1}{\omega_{0_{LCL}}^2} + 1 \right)} \quad (4.38)$$

O diagrama de Bode da função  $H_{IV_{LCL}}(s)$  é visualizado na Fig. 4.7.

Figura 4.7: Diagrama de Bode da função  $H_{IV_{LCL}}(s)$ .



Fonte: elaborado pelo autor.

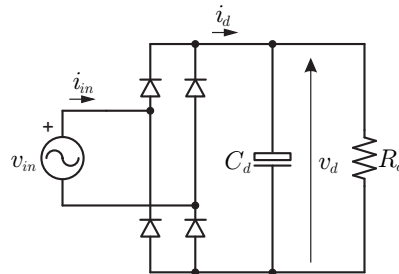
Analisando a resposta de  $H_{IV_{LCL}}(s)$ , é observado que para as frequências abaixo da de ressonância, seu decaimento era de 20 dB/dec com fase de  $-90^\circ$ , o que leva a conclusão que para essa região de frequências o filtro possui comportamento indutivo, relacionado aos dois indutores do filtro. Após a frequência de ressonância, o capacitor de filtro inicia sua contribuição fazendo com que o decaimento seja de 60 db/dec.

A apresentação dos filtros aqui realizada foi para uma observação do comportamento de algumas características relevantes quanto da seleção de um filtro passivo.

## 4.2 Correção do Fator de Potência

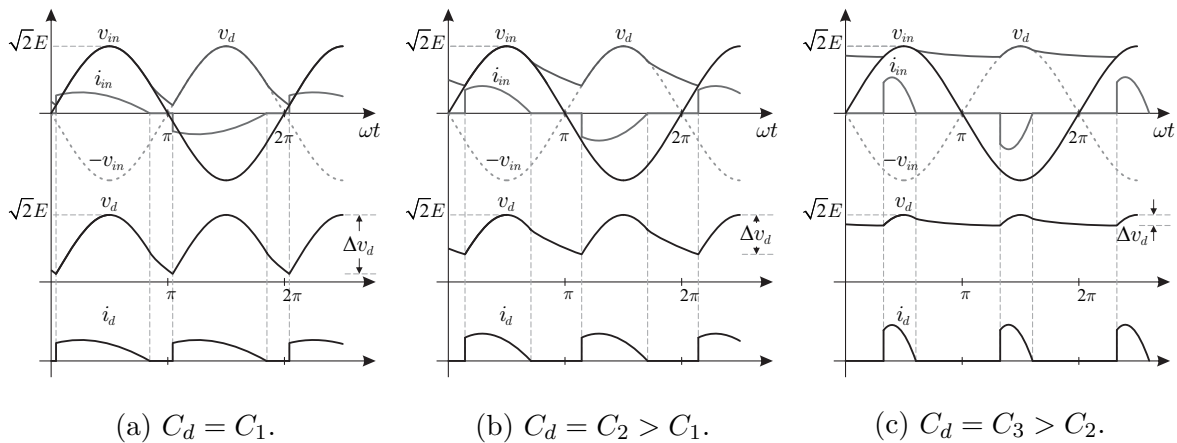
Sendo a rede elétrica a principal fonte de fornecimento da energia elétrica, caso seja requerida uma tensão contínua para algum processamento de energia, é necessário a utilização, pela forma mais simples, de uma retificação da tensão CA da rede e um posterior circuito para a obtenção da tensão contínua desejada. O circuito mais simples, utilizando uma ponte completa de diodos, que possibilita essa conversão de energia CA-CC é o apresentado na Fig. 4.8, onde após a ponte retificadora é conectado um capacitor  $C_d$ , de tal forma a se obter uma tensão mais próxima da tensão CC.

Figura 4.8: Retificador de onda completa com carga  $RC$ .



Fonte: (MOHAN et al., 2003), alterado pelo autor.

Figura 4.9: Formas de onda para o retificador com carga  $RC$ .

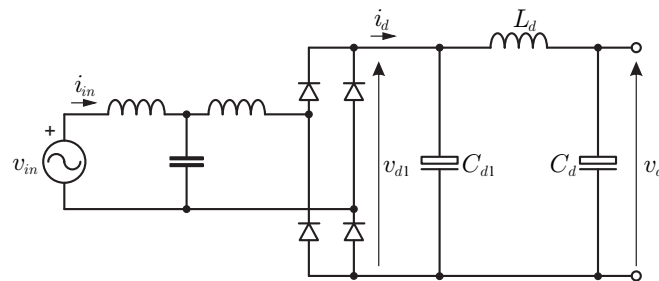


Como observado nas formas de onda apresentadas na Fig. 4.9(a)-(c), a medida que o capacitor  $C_d$  aumenta de valor, a ondulação da tensão de saída diminui. No entanto, a corrente fornecida pela rede elétrica possui um comportamento cuja forma de onda é muito diferente da tensão da rede, introduzindo harmônicos na mesma, e possuindo um FP diferente do unitário, sendo necessário assim, a utilização de alguma forma de que minimize tal comportamento indesejado.

### 4.2.1 Correção passiva do fator de potência

Indutores e capacitores podem ser utilizados em conjunto com a ponte retificadora para melhorar a forma de onda da corrente drenada da rede elétrica (MOHAN et al., 2003). Utilizando a estrutura circuital visualizada na Fig. 4.10, é possível melhorar a forma de onda da corrente da rede. Como característica de valores, tem-se que o capacitor  $C_{d1}$  é pequeno em relação ao capacitor de saída  $C_d$ , o que resulta em uma ondulação maior na tensão  $v_{d1}$ , mas resulta em uma forma de onda melhorada de  $i_{in}$ , tal ondulação de tensão em  $v_{d1}$  é filtrada pelo filtro passa baixa composto por  $L_d$  e  $C_d$  (MOHAN et al., 2003).

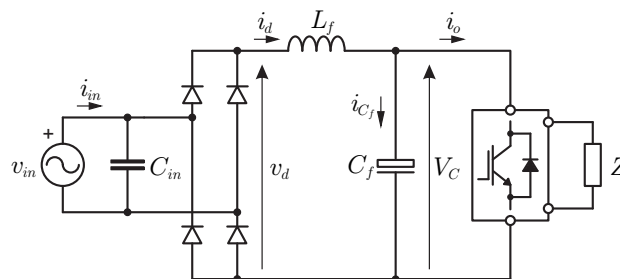
Figura 4.10: Correção passiva com indutores e capacitores do FP.



Fonte: (MOHAN et al., 2003), alterado pelo autor.

A correção do FP, apresentada em (DEWAN, 1981), visualizado na Fig. 4.11, tem o objetivo, para uma tensão de barramento contínua, de que a corrente vista pela rede elétrica seja o mais próxima de uma onda quadrada, onde (MOHAN et al., 2003), faz a apresentação de que para uma corrente com tal comportamento o FP é próximo de 0,9, porém, uma THD de 48,42 % é a sua principal desvantagem.

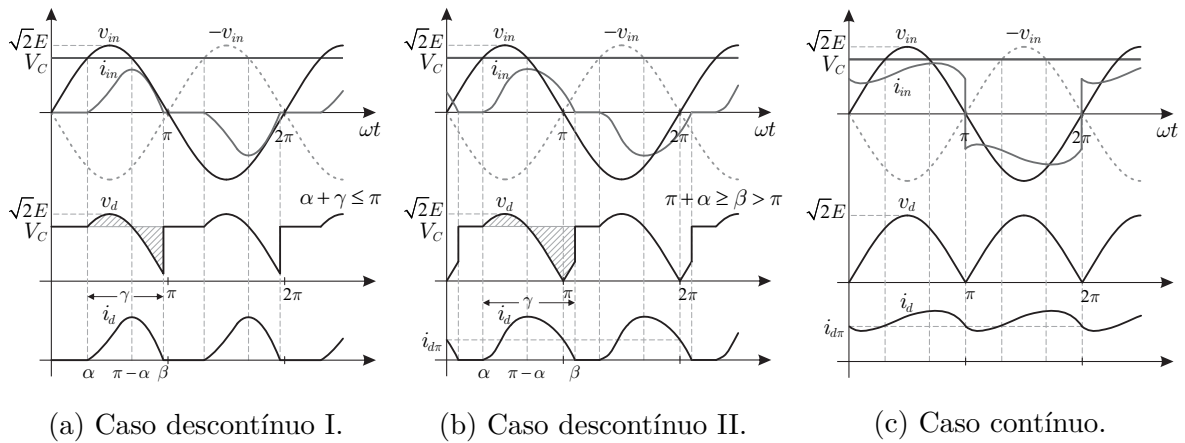
Figura 4.11: Correção do FP por indutância de entrada.



Fonte: (DEWAN, 1981), alterado pelo autor.

Os três possíveis modos de operação para a correção por indutância de entrada são visualizados na Fig. 4.12, onde a distinção entre os modos é o valor do indutor e a corrente da carga.

Figura 4.12: Formas de onda para a correção do FP por indutância de entrada.

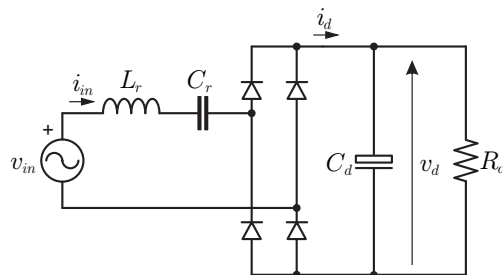


Fonte: (DEWAN, 1981), alterado pelo autor..

A equação para o cálculo do valor do indutor  $L_f$  e do valor do FP obtido pela técnica de indutância de entrada é apresentada em (TECHNOLOGY, 1986), onde é observado que o FP máximo é realmente 0,9, com a corrente tendo o comportamento desejado. O elevado valor do indutor  $L_f$  é o principal ponto negativo dessa técnica de correção de FP.

Um FP unitário pode ser obtido utilizando apenas componentes reativos adicionados na estrutura da Fig. 4.8. Com a utilização de um circuito ressonante composto por  $L_r$  e  $C_r$  pode se colocar a corrente da rede em fase com a tensão. Quando o filtro ressonante opera com altos valores de fator de qualidade e de impedância característica, apenas as correntes na frequência de corte do circuito ressonante podem passar para a rede, (TECHNOLOGY, 1986). Assim, se o circuito ressonante for sintonizado para a frequência de corte ser igual à frequência de rede, ocorrerá FP unitário, se a premissa for satisfeita. Esse tipo de correção de FP é observado na Fig. 4.13.

Figura 4.13: Correção do FP com filtro ressonante série.



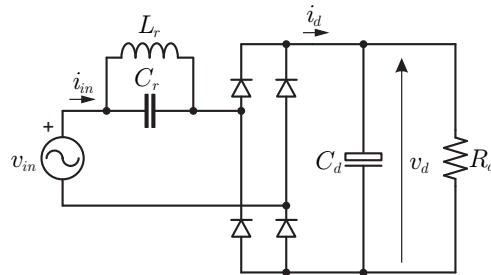
Fonte: (TECHNOLOGY, 1986), alterado pelo autor.

A maior desvantagem dessa técnica de correção são os valores elevados dos componentes

do filtro de entrada e dos valores altos das correntes nos capacitores  $C_d$  e  $C_r$ , (PRASAD et al., 1990).

Quando observada a periodicidade da forma de onda da corrente de entrada da estrutura do retificador de onda completa com carga  $RC$ , visualizada nas Figs. 4.9(a)-(c), e uma decomposição em série de Fourier da mesma, será visto que a componente de terceira harmônica possui o segundo maior valor de amplitude. Tendo esse comportamento característico, (PRASAD et al., 1990) propôs um circuito ressonante paralelo conectado entre a rede e a ponte retificadora com a finalidade de se retirar a componente harmônica de terceira ordem da corrente proveniente da corrente retificada. O circuito ilustra na Fig. 4.14 faz a apresentação de tal proposta.

Figura 4.14: Correção do FP com filtro ressonante paralelo.



Fonte: (PRASAD et al., 1990), alterado pelo autor.

Como a frequência de ressonância da técnica de cancelamento de terceira harmônica possui valor de três vezes à frequência da rede, os valores dos componentes do filtro paralelo terão menores valores que o da utilização do filtro série.

Além das estruturas apresentadas, há ainda uma série de possibilidades, apresentadas em (REDL e BALOGH, 1995), que utilizam, também, capacitores e indutores em possíveis arranjos, com a finalidade da correção do FP.

### 4.2.2 Correção ativa do fator de potência

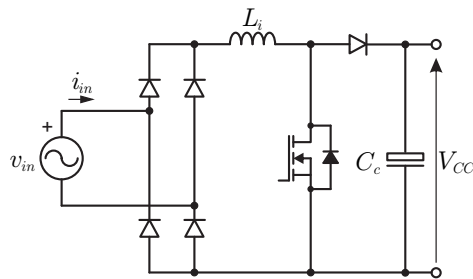
Um ponto em comum a todas as técnicas de correção passiva do FP é destacado, todas elas utilizam altos valores de componentes reativos e, com exceção do ressonante série, não proporcionam FP unitário, e sim, uma minimização do efeito da corrente imposta pela ponte retificadora. Os PFPs ativos são então colocados como uma forma mais eficiente de correção do fator de potência.



A técnica de correção do fator de potência em alta frequência faz com que o conversor tenha um comportamento o mais próximo de uma carga resistiva, levando a um fator de potência unitário. Efetivamente, o fator de potência não será igual a um, já que a própria tensão de alimentação não é puramente senoidal, devido às distorções já existentes na rede da concessionária. Dessa forma, é possível obter reduzidas taxas de distorções harmônicas na corrente de entrada do conversor.

O PFP visualizado na Fig. 4.15 é uma das topologias mais utilizadas para correção do fator de potência. Esta topologia possui dois estágios de processamento de energia: o estágio de retificação, dado pela ponte completa de diodos na entrada; e o estágio de chaveamento em alta frequência formado por um conversor *boost* clássico, onde o mesmo é o responsável pela correção da forma de onda da corrente de entrada e pela regulação da tensão de saída.

Figura 4.15: PFP conversor *boost*.

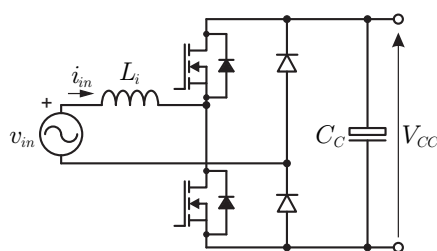


Fonte: (SINGH et al., 2003), alterado pelo autor.

A topologia visualizada na Fig. 4.16, (SU et al., 2011), denominada também de *totem pole*, utiliza apenas dois diodos para retificação da tensão de entrada em conjunto com uma *half bridge* de MOSFET. Sua operação é baseada na observação da polaridade da tensão de entrada para correto chaveamento dos transistores. Quando  $v_{in} > 0$  a operação do PFP se concentra no chaveamento do transistor de *low side*, para carregamento do indutor de entrada, e circuito do diodo da meia ponte e do diodo antiparalelo ao transistor de meia ponte, realizando a descarga do indutor na carga.

A Fig. 4.17 mostra um PFP que utiliza a técnica de *interleaved*, ou entrelaçamento, de células de comutação. A técnica de conversão de energia utilizando *interleaved* refere-se à interconexão estratégica de células de comutação múltiplas para as quais a frequência de chaveamento é idêntica, mas para as quais os instantes de comutação de cada célula é sequencialmente defasada em fases em partes iguais de um período de comutação, no caso

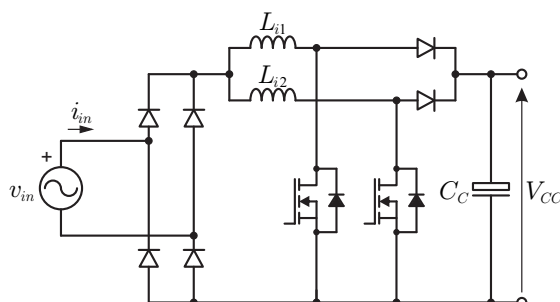
Figura 4.16: PFP conversor *boost* de dois dispositivos assimétricos.



Fonte: (SINGH et al., 2003), alterado pelo autor.

apresentado, como há duas células de chaveamento a defasagem entre a célula 1 e a célula 2 será de 180 °. Este arranjo diminui a amplitude da ondulação da corrente de entrada, pois quando da operação do conversor, a corrente de entrada das duas células será a soma de cada. A utilização deste arranjo, também, aumenta a frequência de ondulação efetiva do conversor global sem aumentar as perdas de comutação ou as tensões do dispositivo. Um sistema que utiliza o *inteleaved* pode, portanto, diminuir o filtro de entrada e os componentes que armazenam energia, resultando em densidades de conversão de energia muito melhoradas sem que a eficiência seja reduzida, (MIWA et al., 1992).

Figura 4.17: PFP conversor *boost* de duas células com *interleaved*.



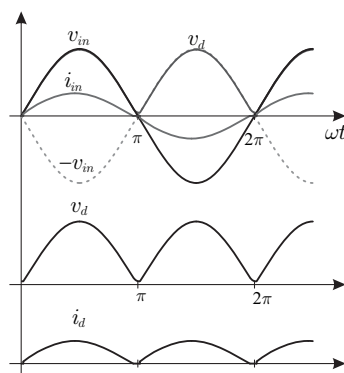
Fonte: (SINGH et al., 2003), alterado pelo autor.

### 4.3 Contextualização sobre o Barramento Capacitivo não Suavizado

As topologias para correção do fator de potência, anteriormente descritas, tem como finalidade melhorar a forma de onda da corrente da rede quando uma tensão contínua é desejada na saída do processo de conversão de energia. Porém, como mencionado na seção 1.4, a tensão de barramento, para a utilização no aquecimento indutivo, após a retificação não necessita ser contínua, e sim, uma tensão equivalente ao módulo da tensão da rede.

Se observado o comportamento da tensão no barramento de uma ponte retificadora com carga  $RC$ , Fig. 4.9, dependendo do valor do capacitor  $C_d$  ocorrerá o aumento da variação de tensão  $\Delta v_d$ , assim, consideremos um valor de capacitância muito pequena, de tal forma que a tensão de saída seja o módulo da tensão de entrada, que em uma estrutura real, terá valores menores dadas as perdas da ponte retificadora, comportamento visualizado na Fig. 4.18.

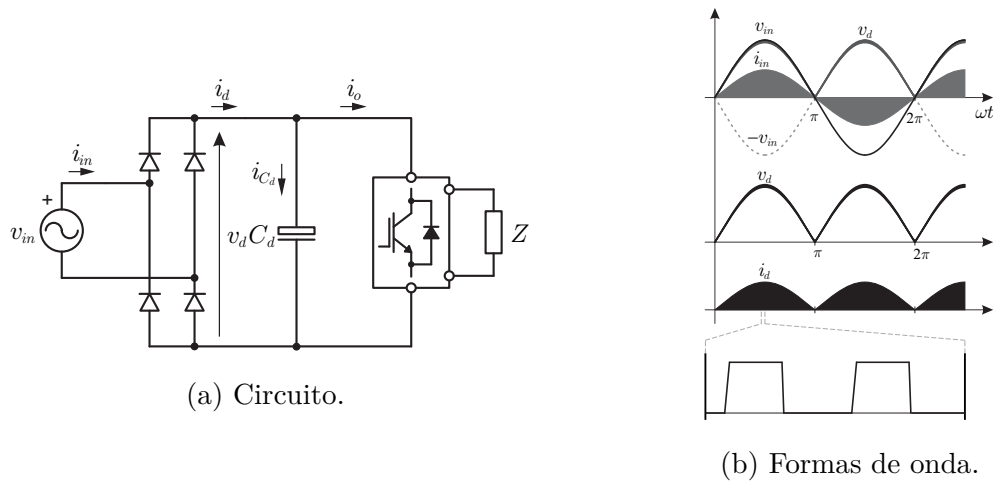
Figura 4.18: Formas de onda para o retificador com carga  $RC$  para baixos valores de  $C_d$ .



Nota-se que o comportamento da corrente de entrada está muito próxima daquele da tensão de entrada, com apenas um problema de *cross-over*, que é dado pela característica da condução dos diodos da ponte.

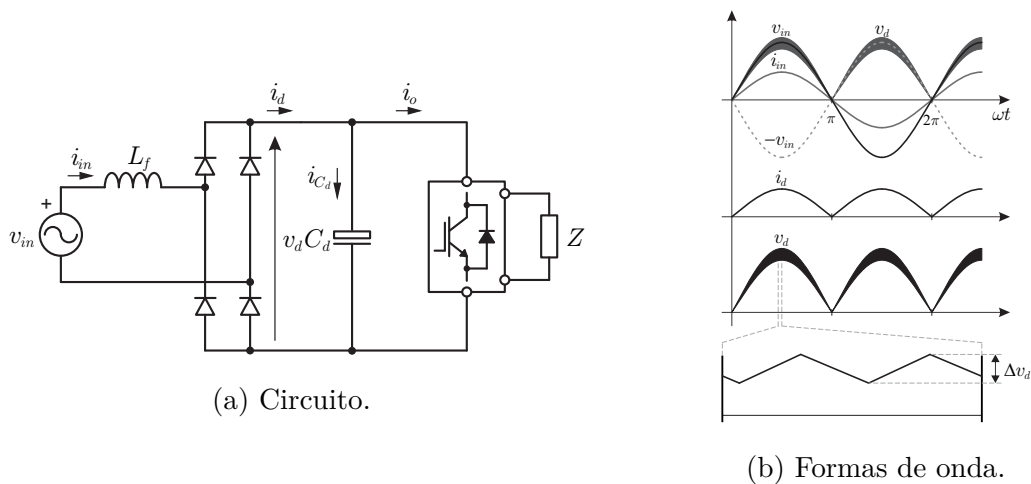
Conectando, agora, uma estrutura chaveada ao barramento CC proporcionado pelo capacitor  $C_d$ , visualizada na Fig. 4.19(a). As formas de onda de interesse são apresentadas na Fig. 4.19(b), onde pode ser observado que a tensão no barramento ainda continua possuindo o comportamento não suavizado desejado. Porém, a corrente suprida pela rede está sujeita às variações abruptas de corrente do chaveamento na carga.

Figura 4.19: Barramento capacitivo não suavizado conectado a uma estrutura chaveada.



Uma solução para o problema anteriormente descrito, é a utilização de um filtro  $L$  conectado entre a rede e a entrada da ponte retificadora, como observado na Fig. 4.20(a), com tal solução adotada as formas de onda de interesse são visualizadas na Fig. 4.20(b). O comportamento da fonte de entrada agora pode ser considerado como de uma fonte de corrente, dada as formas de onda da corrente de entrada em fase com a de tensão, tal consideração acarretará nos *ripples* de tensão no capacitor  $C_d$ , pois o mesmo estará sendo carregado pela corrente  $|i_{in}|$  e sendo descarregado pela carga chaveada, como descrito posteriormente.

Figura 4.20: Barramento capacitivo não suavizado conectado a uma estrutura chaveada com filtro de entrada  $L$ .



A estrutura chaveada demandará uma potência média de saída  $\overline{P}_o$ , pela conservação de energia  $\overline{P}_{in} = \overline{P}_o$ , onde a potência média de entrada é dada pelos valores RMS das tensão e corrente,  $\overline{P}_{in} = V_{in,RMS} \cdot I_{in,RMS}$ . Para os instantes onde a carga chaveada não está conectada

ao barramento CC,  $(1 - D)T_s$ , a corrente  $i_d$  carregará o capacitor  $C_d$ , que considerando um carregamento linear pela corrente  $i_d$ , é válido:

$$i_{C_d} = C_d \frac{\Delta v_d}{\Delta t} \Rightarrow \Delta v_d = \frac{1}{C_d} i_d (1 - D) T_s \quad (4.39)$$

Como a corrente  $i_d$  é dada pelo módulo da corrente de entrada, pela conservação de energia apresentada anteriormente, tem-se:

$$\Delta v_d = \frac{1}{C_d} \frac{\sqrt{2} P_o}{V_{in,RMS}} (1 - D) T_s |\cos(\omega t)| \quad (4.40)$$

Assim, o *ripple* máximo de tensão é calculado no pico do valor do módulo da corrente de entrada, sendo esse dado por:

$$\Delta v_{d-\text{máx}} = \frac{1}{C_d} \frac{\sqrt{2} P_o}{V_{in,RMS}} (1 - D) T_s \quad (4.41)$$

Para o instante em que o capacitor é conectado à carga, o *ripple* dependerá das características da mesma, assim, para o presente trabalho, o *ripple* que será levado em consideração para o projeto, será o proporcionado quando do carregamento do capacitor pela corrente de entrada.

## 4.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o principal problema da conversão CA-CC e algumas das formas para se minimizar tal ocorrência.

Formas passivas, com a utilização de elementos reativos conectados no circuito retificador, podem ser utilizadas com a finalidade de se melhorar o FP. Porém, os elevados valores dos componentes  $L$  e  $C$  associados a essa forma de pré-regulação tornam a utilização pouco viável, além de que, o FP unitário será obtido apenas com o filtro de entrada passa faixa projetado na frequência da rede.

As formas ativas, com a utilização de circuitos chaveados, é a mais utilizada para a conversão CA-CC. Com uma série de circuitos auxiliares propostos é possível se obter o FP

unitário, com um custo mais baixo, e possibilitando a regulação da tensão de saída CC para valores desejados, ponto esse que a forma passiva não possui.

Uma das alternativas para se contornar os problemas relacionados à corrente de entrada, quando da conexão da rede elétrica para alimentação do sistema, é a utilização do barramento capacitivo não suavizado. Essa idéia vem sendo utilizada, além de nas estruturas de aquecimento indutivo, em estruturas CA-CC ressonantes, o que não é alvo de discussão do presente trabalho.

Sendo assim, formou-se uma base teórica dos problemas que relacionam a utilização da rede elétrica para o posterior processamento de energia, e algumas das alternativas viáveis que minimizam os problemas descritos.

# 5

## SISTEMA DE AQUECIMENTO PROPOSTO

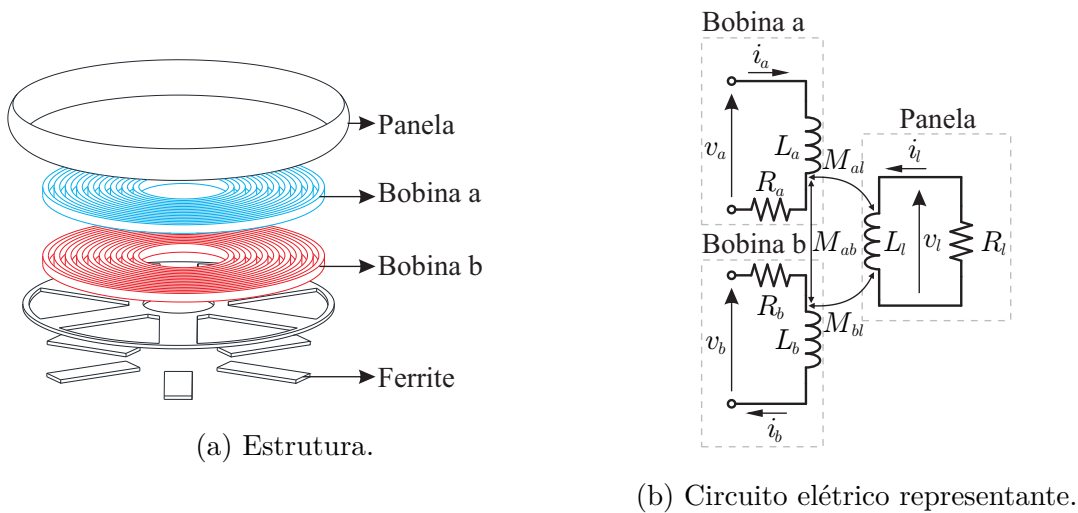
Neste capítulo será apresentada a estrutura magnética de duas bobinas acopladas, sendo essa uma das propostas da dissertação. A estrutura tradicional de única bobina para o aquecimento indutivo, visualizada na Fig. 1.1(b), faz com que o acoplamento magnético entre a panela e a bobina resulte em um único circuito equivalente, modelado por uma indutância e um resistência equivalentes,  $L_{eq}$  e  $R_{eq}$ , que serão os componentes do tanque para os conversores ressonantes. Assim, todo o processamento de energia será realizado nesse único tanque, fazendo com que a célula de chaveamento do conversor opere com valores elevados de corrente.

A estrutura magnética de duas bobinas acopladas faz com que ocorra uma distribuição dos valores da resistência da panela entre as mesmas. Como consequência, os valores das correntes nos tanques serão minimizadas, se considerado uma mesma potência de processamento. Além da distribuição da potência pelas duas bobinas, ainda existe a questão do acoplamento magnético entre as mesmas, cujo qual é uma das formas de se realizar o controle da potência processada.

## 5.1 Estrutura Dupla Bobina Acoplada

A estrutura dupla bobina acoplada é visualizada na Fig. 5.1(a), onde se tem dois enrolamentos colocados espacialmente um em série com o outro. Devido as interações das correntes entre os elementos que compõe a estrutura, tem-se que a mesma pode ser representada como um circuito elétrico, onde baseado em (HAN et al., 2017), considerando que as dimensões das bobinas sejam iguais, visualizado na Fig. 5.1(b). As bobinas são representadas por indutores em série com resistores, dadas as perdas no fio, a panela também é representada por uma indutância em série com uma resistência, caracterizando o acoplamento magnético existente e as perdas das correntes de Foucault, com tal indutância tendo indutâncias mútuas entre as bobinas.

Figura 5.1: Dupla bobina acoplada.



Para a apresentação de um modelo equivalente, que relaciona todos os elementos da estrutura proposta, tem-se que as impedâncias equivalentes em cada elemento estrutural são dadas por

$$Z_a(\omega) = j\omega L_a + R_a ; \quad (5.1)$$

$$Z_b(\omega) = j\omega L_b + R_b ; \quad (5.2)$$

$$Z_l(\omega) = j\omega L_l + R_l , \quad (5.3)$$

e as mútuas são:



$$Z_{ab}(\omega) = j\omega M_{ab}(\omega) ; \quad (5.4)$$

$$Z_{al}(\omega) = j\omega M_{al}(\omega) ; \quad (5.5)$$

$$Z_{bl}(\omega) = j\omega M_{bl}(\omega) . \quad (5.6)$$

Um sistema de equações é elaborado aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões, de tal forma a serem obtidas as equações:

$$V_a(\omega) = Z_a I_a(\omega) + j\omega M_{ab} I_b(\omega) + j\omega M_{al} I_l(\omega) ; \quad (5.7)$$

$$V_b(\omega) = j\omega M_{ab} I_a(\omega) + Z_b I_b(\omega) + j\omega M_{bl} I_l(\omega) ; \quad (5.8)$$

$$0 = j\omega M_{al} I_a(\omega) + j\omega M_{bl} I_b(\omega) + Z_l I_l(\omega) . \quad (5.9)$$

Para o sistema, temos que as variáveis de interesse são  $I_a(\omega)$  e  $I_b(\omega)$ , daí, isolando  $I_l(\omega)$  na Eq. (5.9), obtem-se

$$I_l(\omega) = -\frac{Z_{al}(\omega)}{Z_l(\omega)} I_a(\omega) - \frac{Z_{bl}(\omega)}{Z_l(\omega)} I_b(\omega) \quad (5.10)$$

Realizando um manuseio matemático e escrevendo na forma matricial com relação às corrente  $I_a(\omega)$  e  $I_b(\omega)$ , tem-se

$$\begin{bmatrix} V_a(\omega) \\ V_b(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{aa}(\omega) & Z_c(\omega) \\ Z_c(\omega) & Z_{bb}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(\omega) \\ I_b(\omega) \end{bmatrix} , \quad (5.11)$$

onde

$$Z_{aa}(\omega) = Z_a(\omega) + \frac{\omega^2 M_{al}^2(\omega)}{Z_l(\omega)} ; \quad (5.12)$$

$$Z_c(\omega) = j\omega M_{ab}(\omega) + \frac{\omega^2 M_{al}(\omega) M_{bl}(\omega)}{Z_l(\omega)} ; \quad (5.13)$$

$$Z_{bb}(\omega) = Z_b(\omega) + \frac{\omega^2 M_{bl}^2(\omega)}{Z_l(\omega)} . \quad (5.14)$$

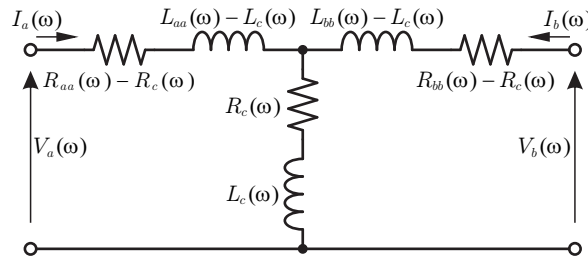
Assim, o sistema de bobinas acopladas pode ser modelado como uma rede de duas portas, valendo as igualdades:

$$\begin{bmatrix} V_a(\omega) \\ V_b(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{aa}(\omega) & R_c(\omega) \\ R_c(\omega) & R_{bb}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(\omega) \\ I_b(\omega) \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} L_{aa}(\omega) & L_c(\omega) \\ L_c(\omega) & L_{bb}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(\omega) \\ I_b(\omega) \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

onde  $R_{aa}(\omega) = \Re\{Z_{aa}(\omega)\}$ ,  $R_{bb}(\omega) = \Re\{Z_{bb}(\omega)\}$  e  $L_{aa}(\omega) = \Im\{Z_{aa}(\omega)\}$ ,  $L_{bb}(\omega) = \Im\{Z_{bb}(\omega)\}$  são as auto resistências e auto indutâncias das bobinas  $a$  e  $b$ , respectivamente, e  $R_c(\omega) = \Re\{Z_c(\omega)\}$  e  $L_c(\omega) = \Im\{Z_c(\omega)\}$  são os termos de resistência e indutância acopladas.

Um circuito elétrico equivalente pode ser estruturado de tal forma a servir como modelo das equações obtidas, assim, é apresentado na Fig. 5.2 o circuito.

Figura 5.2: Circuito elétrico equivalente da estrutura magnética proposta.



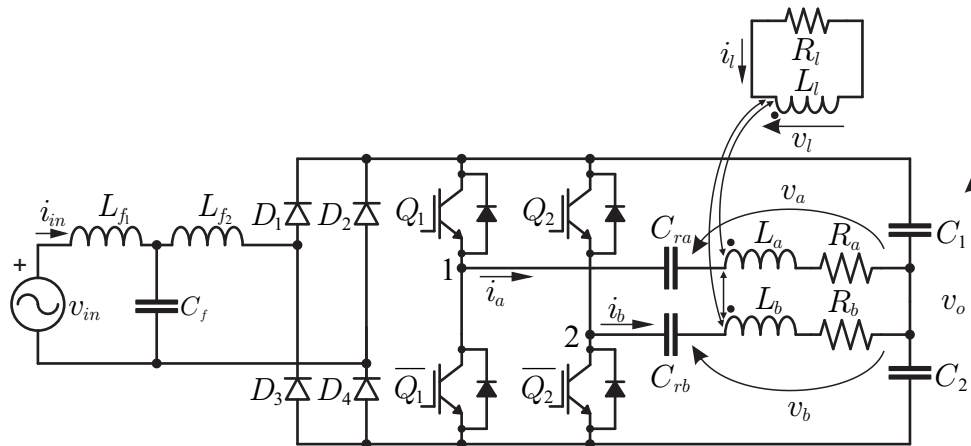
O circuito equivalente é similar aos circuitos equivalentes utilizados nos modelos de transformadores e de indutores acoplados. Por simplicidade, são considerados que:  $R_{aeq} = R_{aa} - R_c$ ,  $R_{beq} = R_{bb} - R_c$ ,  $L_{aeq} = L_{aa} - L_c$  e  $L_{beq} = L_{bb} - R_c$ .

## 5.2 Conversor Proposto

O conversor proposto para utilização na estrutura de aquecimento indutivo descrita, pode ser visualizado na Fig. 5.3. O mesmo se difere dos demais, principalmente, pela sua aplicação na estrutura magnética apresentada.

O conversor possui um filtro passa baixa de terceira ordem de entrada, composto pelos indutores  $L_{f1}$  e  $L_{f2}$  e o capacitor  $C_f$ , com a finalidade de diminuir as harmônicas de corrente advindas do chaveamento. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são para se obter o barramento CC não suavizado, assim como de operarem na ressonância. Os tanques ressonantes são compostos pelas bobinas acopladas, com cada uma possuindo um capacitor de ressonância,  $C_{ra}$  e  $C_{rb}$ , em seu tanque. As células de chaveamento são duas estruturas meia ponte, onde são conectados em seu ponto central as entradas dos tanques ressonantes.

Figura 5.3: Conversor proposto.



A operação das duas meia pontes é feita pelo deslocamento de fase ( $\phi$ ) entre os instantes de disparo das chaves  $Q_1$  e  $Q_2$ , pela variação da frequência de chaveamento ( $f_s$ ), e pela variação da relação cíclica ( $D$ ), associada às chaves  $Q_1$  e  $Q_2$ .

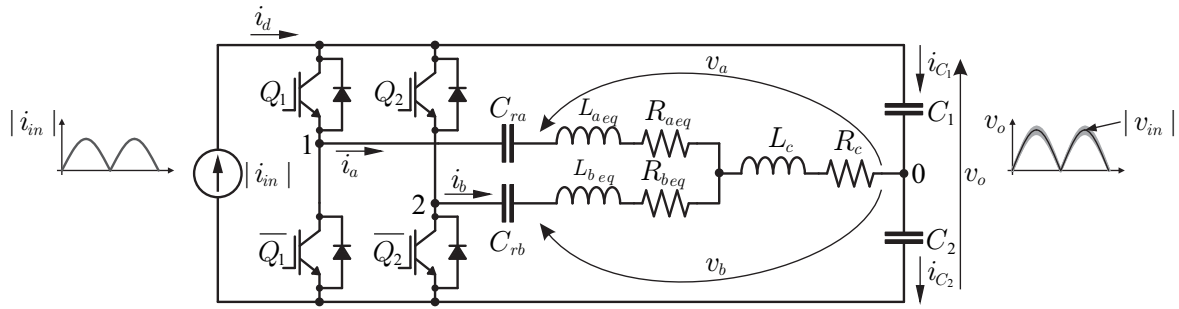
### 5.2.1 Estágios de operação

Para a apresentação dos estágios de operação é necessário que algumas considerações sejam tomadas, relativas aos comportamentos de operação e aos componentes do conversor:

- Os componentes do filtro de entrada  $L_{f1}$  e  $C_{f1}$  realizam a filtragem das correntes de alta frequência do chaveamento, de tal forma que a tensão sobre  $C_{f1}$  seja considerada a tensão de entrada  $v_{in}$ ;
- O indutor  $L_{f2}$  possui comportamento de fonte de corrente, com valor igual ao da corrente de entrada  $i_{in}$ , e o FP é unitário;
- A frequência de chaveamento é muito maior que a da frequência da rede;
- As perdas do retificador, assim como de qualquer resistência parasita, são desconsideradas.

Com as considerações acima realizadas o circuito equivalente do conversor da Fig. 5.3, já com o circuito elétrico equivalente das bobinas acopladas, é visualizado na Fig. 5.4.

Figura 5.4: Circuito CC equivalente do conversor com o modelo das bobinas acopladas.



Uma operação típica em ZVS é ilustrada na Fig. 5.5(a) e (b), onde são observados alguns comportamentos das correntes e tensões nos componentes do circuito. A partir dessas curvas, será apresentado os estágios de operação do conversor.

Pela consideração antes realizada, de que a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede, durante os estágios de operação a corrente de entrada é considerada com valor constante.

### Estágio 1 - $[t_0 - t_1]$

Esse estágio se inicia quando a corrente do tanque ressonante da bobina  $b$  possui sentido negativo, e o sinal de acionamento das chaves da meia ponte 2 está para a chave  $\overline{Q_2}$ .

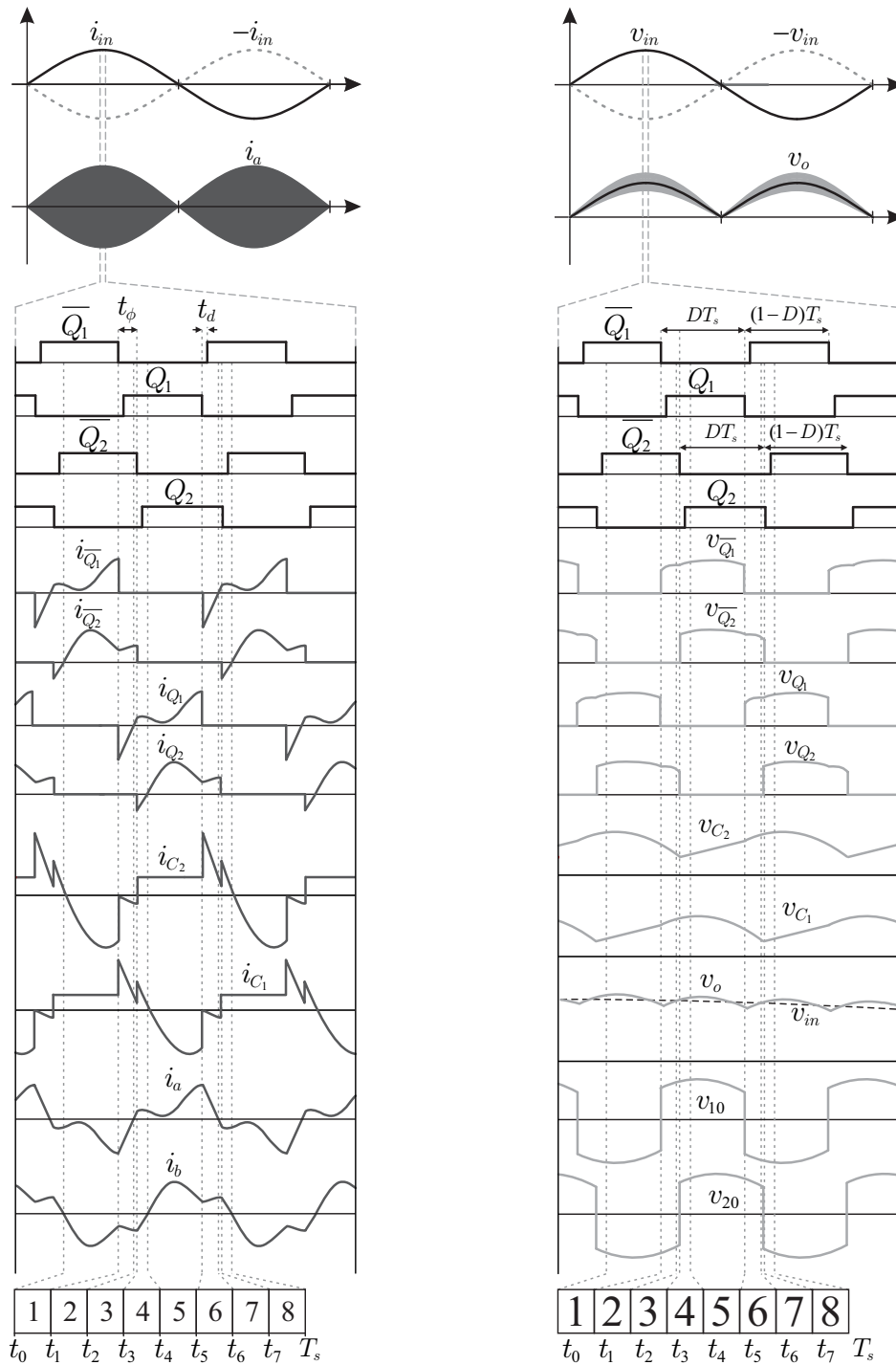
A corrente de entrada  $i_d$  carrega a tensão no capacitor  $C_1$  linearmente, como visualizado na Fig. 5.5(b), considerando um valor inicial de tensão  $v_{C_1(t_0)}$ , a tensão sobre  $C_1$  nesse intervalo de operação é dada por:

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} i_d (t - t_0) + v_{C_1(t_0)} \quad (5.16)$$

A corrente no tanque ressonante  $b$  no instante inicial é igual a zero,  $i_b(t_0) = 0$ , e a corrente no tanque  $a$  possui valor negativo, essas correntes são supridas pelo capacitor  $C_2$ , que descarrega nos tanques, onde ao mesmo tempo a corrente de entrada  $i_d$  é colocada sobre o mesmo. Isso é válido em todo o intervalo 1, daí:

$$i_{C_2}(t) = i_d + i_a(t) + i_b(t) \quad (5.17)$$

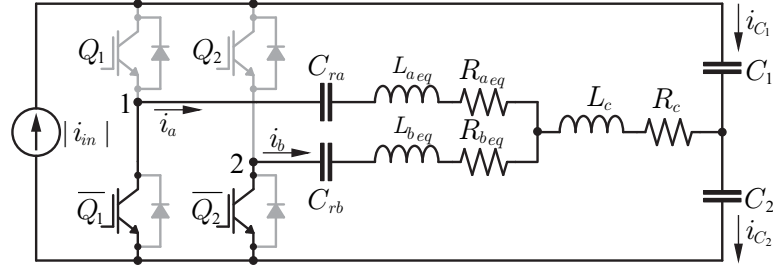
Figura 5.5: Principais curvas para uma operação em ZVS.



(a) Curvas de corrente.

(b) Curvas de tensão.

Figura 5.6: Estágio de operação 1.



Considerando um valor inicial de tensão  $v_{C_2(t_0)}$ , a tensão sobre o capacitor será:

$$v_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} \left( i_a(t - t_0) + \int_{t_0}^t i_a(t) + i_b(t) dt \right) + v_{C_2(t_0)} \quad (5.18)$$

As tensões sobre os tanques ressonantes  $a$  e  $b$ ,  $v_{10}(t)$  e  $v_{20}(t)$ , são a mesma tensão que a do capacitor  $C_2$ , com polaridade invertida, ou seja,  $v_{10}(t) = v_{20}(t) = -v_{C_2}(t)$ . Assim

$$v_{10}(t) = v_{C_{ra}}(t) + v_{L_{aeq}}(t) + v_{R_{aeq}}(t) + v_{L_c}(t) + v_{R_c}(t) \quad (5.19)$$

$$v_{20}(t) = v_{C_{rb}}(t) + v_{L_{beq}}(t) + v_{R_{beq}}(t) + v_{L_c}(t) + v_{R_c}(t) \quad (5.20)$$

As correntes nos componentes  $L_{aeq}$  é igual à corrente de  $C_{ra}$ , e  $L_{beq}$  é igual à corrente de  $C_{rb}$ . Para condições iniciais de tensões  $v_{C_{ra}(t_0)}$  e  $v_{C_{rb}(t_0)}$  e as equações anteriores serão, dadas por

$$v_{10}(t) = \frac{1}{C_{ra}} \int_{t_0}^t i_a(t) dt + v_{C_{ra}(t_0)} + L_{aeq} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aeq} i_a(t) + L_c \frac{d(i_a(t) + i_b(t))}{dt} + R_c (i_a(t) + i_b(t)) \quad (5.21)$$

$$v_{20}(t) = \frac{1}{C_{rb}} \int_{t_0}^t i_b(t) dt + v_{C_{rb}(t_0)} + L_{beq} \frac{di_b(t)}{dt} + R_{beq} i_b(t) + L_c \frac{d(i_a(t) + i_b(t))}{dt} + R_c (i_a(t) + i_b(t)) \quad (5.22)$$

Lembrando que  $R_{aeq} = R_{aa} - R_c$ ,  $L_{aeq} = L_{aa} - L_c$ ,  $R_{beq} = R_{bb} - R_c$ ,  $L_{beq} = L_{bb} - L_c$ , logo são válidas as equações

$$v_{10}(t) = \frac{1}{C_{ra}} \int_{t_0}^t i_a(t) dt + v_{C_{ra}(t_0)} + L_{aa} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aa} i_a(t) + L_c \frac{di_b(t)}{dt} + R_c i_b(t) \quad (5.23)$$

$$v_{20}(t) = \frac{1}{C_{rb}} \int_{t_0}^t i_b(t) dt + v_{C_{rb}(t_0)} + L_{bb} \frac{di_b(t)}{dt} + R_{bb} i_b(t) + L_c \frac{di_a(t)}{dt} + R_c i_a(t) \quad (5.24)$$

Pela Eq. (5.18) após se isolar os termos, as equações resultantes são:

$$\begin{aligned} \frac{C_2 + C_{ra}}{C_2 C_{ra}} \int_{t_0}^t i_a(t) dt + L_{aa} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aa} i_a(t) + v_{C_2(t_0)} + v_{C_{ra}(t_0)} + \frac{1}{C_2} i_d(t - t_0) \\ = -\frac{1}{C_2} \int_{t_0}^t i_b(t) dt - L_c \frac{di_b(t)}{dt} - R_c i_b(t) \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_2} \int_{t_0}^t i_a(t) dt + L_c \frac{di_a(t)}{dt} + R_c i_a(t) \\ = -\frac{C_2 + C_{rb}}{C_2 C_{rb}} \int_{t_0}^t i_b(t) dt - L_{bb} \frac{di_b(t)}{dt} - R_{bb} i_b(t) - v_{C_2(t_0)} - v_{C_{rb}(t_0)} - \frac{1}{C_2} i_d(t - t_0) \end{aligned} \quad (5.26)$$

Parametrizando  $C_{aeq2} = \frac{C_2 C_{ra}}{C_2 + C_{ra}}$  e  $C_{beq2} = \frac{C_2 C_{rb}}{C_2 + C_{rb}}$ , aplicando o operador  $\frac{d}{dt}$ , dividindo a Eq. (5.25) por  $L_{aa}$  e a Eq. (5.26) por  $L_{bb}$ , tem-se:

$$\frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{aa}} \frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{R_{aa}}{L_{aa}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{aa}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{1}{L_{aa} C_{aeq2}} i_a(t) + \frac{1}{L_{aa} C_2} i_b(t) + \frac{1}{L_{aa} C_2} i_d = 0 \quad (5.27)$$

$$\frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{bb}} \frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{R_{bb}}{L_{bb}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{bb}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{1}{L_{bb} C_{beq2}} i_b(t) + \frac{1}{L_{bb} C_2} i_a(t) + \frac{1}{L_{bb} C_2} i_d = 0 \quad (5.28)$$

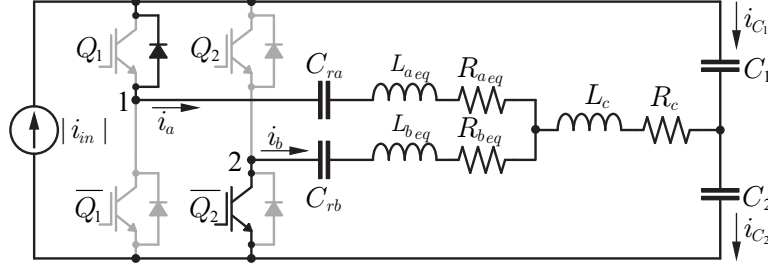
As Eqs. (5.27) e (5.28) compõem um sistema de equações diferenciais de 2º ordem não homogêneas. Sua resolução possui um elevado grau de dificuldade, pois além de serem não homogêneas, são necessárias as condições iniciais de  $i_a(t_0)$ ,  $i_b(t_0)$ ,  $di_a(t_0)$  e  $di_b(t_0)$ , dificultando ainda mais a resolução, mesmo que sendo realizada no domínio de Laplace.

## Estágio 2 - $[t_1 - t_2]$

Este estágio se inicia quando o sinal de condução da chave  $\overline{Q_1}$  é retirado, devido ao tempo morto entre a comutação das chaves da meia ponte 1 e o sentido negativo da corrente  $i_a(t)$  o diodo de  $Q_1$  é colocado em condução natural. No instante de tempo inicial desse

estágio o capacitor  $C_1$ , que no estágio anterior era carregado linearmente pela corrente  $i_d$ , trocará energia com o tanque ressonante da bobina  $a$ , e o capacitor  $C_2$  ainda continua sua operação com o tanque ressonante da bobina  $b$ .

Figura 5.7: Estágio de operação 2.



As equações das tensões nos capacitores, considerando os valores iniciais  $v_{C_1(t_1)}$  e  $v_{C_2(t_1)}$ , serão então:

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \left( i_d(t - t_1) - \int_{t_1}^t i_a(t) dt \right) + v_{C_1(t_1)} \quad (5.29)$$

$$v_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} \left( i_d(t - t_1) + \int_{t_1}^t i_b(t) dt \right) + v_{C_2(t_1)} \quad (5.30)$$

As Eqs. (5.23) e (5.24) são válidas em todos os estágios de operação, com os valores iniciais no início de seus respectivos intervalos. Nesse estágio é válido que  $v_{10}(t) = v_{C_1}(t)$  e  $v_{20}(t) = -v_{C_2}(t)$ , cujo resultado é:

$$\begin{aligned} & \frac{C_1 + C_{ra}}{C_1 C_{ra}} \int_{t_1}^t i_a(t) dt + L_{aa} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aa} i_a(t) + v_{C_{ra}(t_1)} - v_{C_1(t_1)} - \frac{1}{C_1} i_d(t - t_1) \\ & = -L_c \frac{di_b(t)}{dt} - R_c i_b(t) \end{aligned} \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} & L_c \frac{di_a(t)}{dt} + R_c i_a(t) \\ & = -\frac{C_2 + C_{rb}}{C_2 C_{rb}} \int_{t_1}^t i_b(t) dt - L_{bb} \frac{di_b(t)}{dt} - R_{bb} i_b(t) - v_{C_2(t_1)} - v_{C_{rb}(t_1)} - \frac{1}{C_2} i_d(t - t_1) \end{aligned} \quad (5.32)$$

Utilizando o mesmo procedimento que foi realizada nas Eqs. (5.25) e (5.26), e parametrizando  $C_{aeq1} = \frac{C_1 C_{ra}}{C_1 + C_{ra}}$



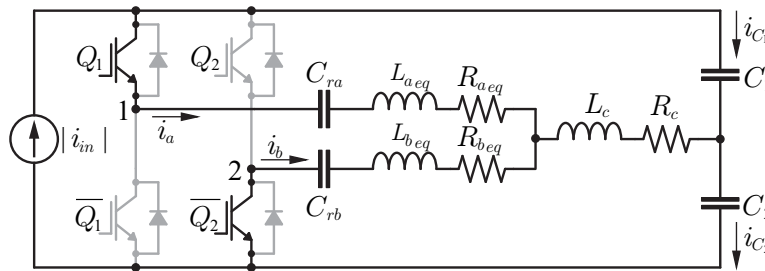
$$\frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{aa}} \frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{R_{aa}}{L_{aa}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{aa}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{1}{L_{aa} C_{aeq1}} i_a(t) - \frac{1}{L_{aa} C_1} i_d = 0 \quad (5.33)$$

$$\frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{bb}} \frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{R_{bb}}{L_{bb}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{bb}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{1}{L_{bb} C_{beq2}} i_b(t) + \frac{1}{L_{bb} C_2} i_d = 0 \quad (5.34)$$

### Estágio 3 - $[t_2 - t_3]$

Devido a oscilação na corrente  $i_a(t)$ , haverá um instante em que a mesma inverte de sentido, ficando agora positivo. Esse é o instante inicial do terceiro estágio de operação. Quando o sentido da corrente  $i_a(t)$  ficar positivo, e devido ao sinal de acionamento da meia ponte 1 estar para  $Q_1$ , ocorre a condução natural do transistor da chave  $Q_1$ , pois o seu diodo não conduz corrente nesse sentido.

Figura 5.8: Estágio de operação 3.



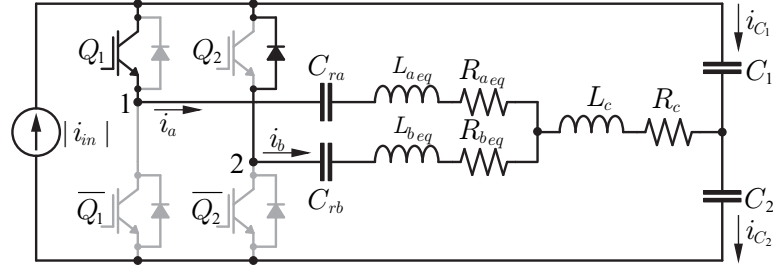
As tensões e correntes ainda são obtidas pelas equações do estado anterior, pois o capacitor  $C_1$  está ligado apenas ao tanque da bobina  $a$  e o capacitor  $C_2$  ao tanque da bobina  $b$ .

### Estágio 4 - $[t_3 - t_4]$

Após decorrido o tempo de defasagem entre as meia ponte o sinal de acionamento do transistor  $\overline{Q_2}$  é retirado. Devido ao tempo morto entre os acionamentos das chaves, ocorre que, pelo sentido da corrente  $i_b(t)$  ser negativo, o transistor da chave  $Q_2$  é colocado em condução natural.

Nesse estágio, o capacitor  $C_2$  é carregado linearmente pela corrente  $i_d$ , considerando um valor inicial  $v_{C_3(t_3)}$ , assim:

Figura 5.9: Estágio de operação 4.



$$v_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} i_d(t - t_3) + v_{C_3}(t_3) \quad (5.35)$$

Os dois tanques ressonantes estão conectados ao capacitor  $C_1$ , e a tensão sobre o mesmo é tal que:

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \left( i_d(t - t_3) - \int_{t_3}^t i_a(t) + i_b(t) dt \right) + v_{C_1}(t_3) \quad (5.36)$$

Nesse estágio é válido que  $v_{10}(t) = v_{20}(t) = v_{C_1}(t)$ , resultando em:

$$\begin{aligned} & \frac{C_1 + C_{ra}}{C_1 C_{ra}} \int_{t_3}^t i_a(t) dt + L_{aa} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aa} i_a(t) + v_{C_{ra}(t_3)} - v_{C_1}(t_3) - \frac{1}{C_1} i_d(t - t_3) \\ & = -\frac{1}{C_1} \int_{t_3}^t i_b(t) dt - L_c \frac{di_b(t)}{dt} - R_c i_b(t) \end{aligned} \quad (5.37)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{C_1} \int_{t_3}^t i_a(t) dt + L_c \frac{di_a(t)}{dt} + R_c i_a(t) \\ & = -\frac{C_1 + C_{rb}}{C_1 C_{rb}} \int_{t_3}^t i_b(t) dt - L_{bb} \frac{di_b(t)}{dt} - R_{bb} i_b(t) - v_{C_{rb}(t_3)} + v_{C_1}(t_3) + \frac{1}{C_1} i_d(t - t_3) \end{aligned} \quad (5.38)$$

Resultando por fim:

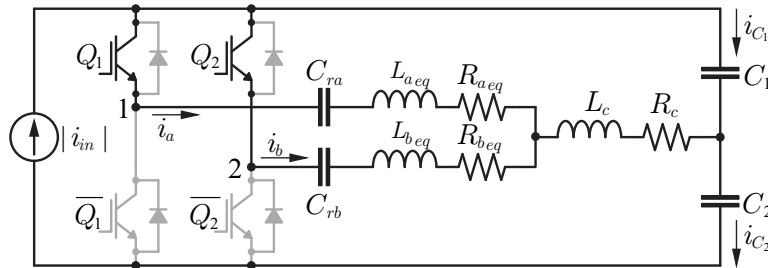
$$\frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{aa}} \frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{R_{aa}}{L_{aa}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{aa}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{1}{L_{aa} C_{aeq1}} i_a(t) + \frac{1}{L_{aa} C_1} i_b(t) - \frac{1}{L_{aa} C_1} i_d = 0 \quad (5.39)$$

$$\frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{bb}} \frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{R_{bb}}{L_{bb}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{bb}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{1}{L_{bb} C_{beq1}} i_b(t) + \frac{1}{L_{bb} C_1} i_a(t) - \frac{1}{L_{bb} C_1} i_d = 0 \quad (5.40)$$

**Estágio 5 -  $[t_4 - t_5]$** 

Devido a oscilação na corrente  $i_b(t)$ , haverá um instante em que a mesma inverte de sentido, ficando agora positivo, esse é o instante inicial do quinto estágio de operação. Quando o sentido da corrente  $i_b(t)$  ficar positivo, e devido ao sinal de acionamento da meia ponte 2 estar para  $Q_2$ , ocorre a condução natural do transistor da chave  $Q_2$ , pois o seu diodo não conduz corrente nesse sentido.

Figura 5.10: Estágio de operação 5.

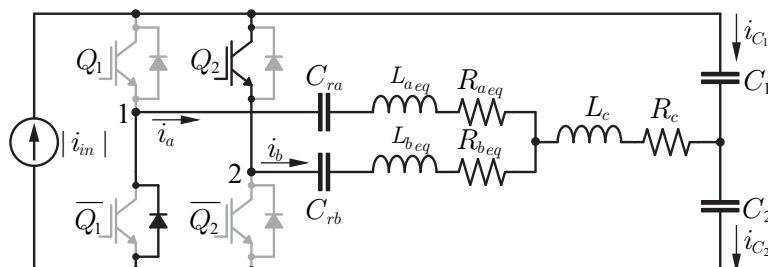


As tensões e correntes ainda são obtidas pelas equações do estado anterior, pois o capacitor  $C_1$  está ligado em ambas as bobinas e o capacitor  $C_2$  continua a se carregar com  $i_d$ .

**Estágio 6 -  $[t_5 - t_6]$** 

O sinal de condução da chave  $Q_1$  é retirado, devido ao sentido positivo da corrente  $i_a(t)$  o diodo de  $\overline{Q_1}$  é colocado em condução natural. Agora, o capacitor  $C_1$  está conectado apenas ao tanque da bobina  $b$  e o capacitor  $C_2$  está conectado ao tanque da bobina  $a$

Figura 5.11: Estágio de operação 6.



As equações das tensões nos capacitores, considerando os valores iniciais  $v_{C_1(t_5)}$  e  $v_{C_2(t_5)}$ , serão então

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \left( i_a(t - t_5) - \int_{t_5}^t i_b(t) dt \right) + v_{C_1}(t_5) \quad (5.41)$$

$$v_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} \left( i_a(t - t_5) + \int_{t_5}^t i_a(t) dt \right) + v_{C_2}(t_5) \quad (5.42)$$

As tensões nos tanques serão  $v_{10}(t) = -v_{C_2}(t)$  e  $v_{20}(t) = v_{C_1}(t)$ , resultando em

$$\begin{aligned} & \frac{C_2 + C_{ra}}{C_2 C_{ra}} \int_{t_5}^t i_a(t) dt + L_{aa} \frac{di_a(t)}{dt} + R_{aa} i_a(t) + v_{C_{ra}(t_5)} + v_{C_2}(t_5) + \frac{1}{C_2} i_a(t - t_5) \\ & = -L_c \frac{di_b(t)}{dt} - R_c i_b(t) \end{aligned} \quad (5.43)$$

$$\begin{aligned} & L_c \frac{di_a(t)}{dt} + R_c i_a(t) \\ & = -\frac{C_1 + C_{rb}}{C_1 C_{rb}} \int_{t_5}^t i_b(t) dt - L_{bb} \frac{di_b(t)}{dt} - R_{bb} i_b(t) - v_{C_{rb}(t_5)} + v_{C_1}(t_5) + \frac{1}{C_1} i_a(t - t_5) \end{aligned} \quad (5.44)$$

Dando, portanto

$$\frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{aa}} \frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{R_{aa}}{L_{aa}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{aa}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{1}{L_{aa} C_{aeq2}} i_a(t) + \frac{1}{L_{aa} C_1} i_a = 0 \quad (5.45)$$

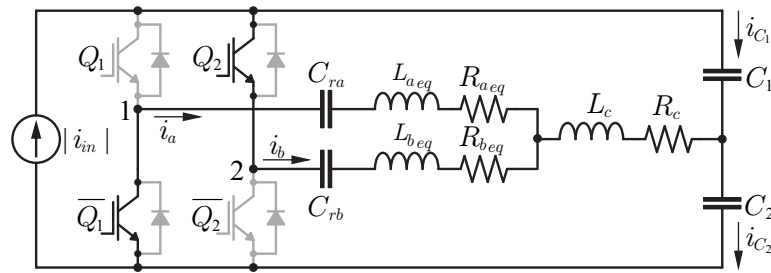
$$\frac{d^2 i_b(t)}{dt^2} + \frac{L_c}{L_{bb}} \frac{d^2 i_a(t)}{dt^2} + \frac{R_{bb}}{L_{bb}} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{R_c}{L_{bb}} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{1}{L_{bb} C_{beq1}} i_b(t) - \frac{1}{L_{bb} C_2} i_a = 0 \quad (5.46)$$

### Estágio 7 - $[t_6 - t_7]$

Devido a oscilação na corrente  $i_a(t)$ , haverá um instante em que a mesma inverte de sentido, ficando agora negativo. Esse é o instante inicial do sétimo estágio de operação. Quando o sentido da corrente  $i_a(t)$  ficar negativo, e devido ao sinal de acionamento da meia ponte 1 estar para  $\overline{Q_1}$ , ocorre a condução natural do transistor da chave  $\overline{Q_1}$ , pois o seu diodo não conduz corrente nesse sentido.

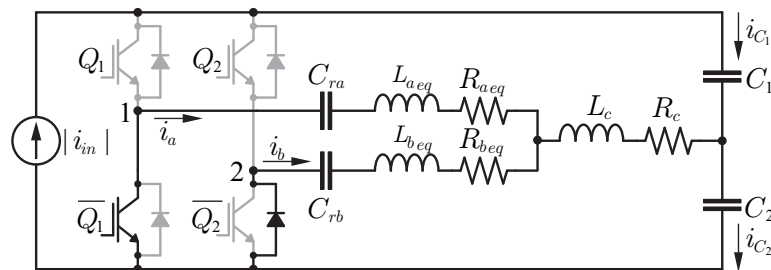
As tensões e correntes ainda são obtidas pelas equações do estado anterior, pois o capacitor  $C_1$  está ligado a bobina  $b$  e o capacitor  $C_2$  na bobina  $a$ .

Figura 5.12: Estágio de operação 7.

**Estágio 8 -  $[t_7 - T_s]$** 

O último estágio de operação se inicia quando o sinal de acionamento da chave  $Q_2$  é retirado, e, devido ao sentido positivo da corrente  $i_b(t)$ , o diodo da chave  $\overline{Q_2}$  é colocado em condução natural. O término desse estágio de operação é o instante  $T_s$ , finalizando assim, um periodo de chaveamento.

Figura 5.13: Estágio de operação 8.



No instante em que  $i_b(t)$  inverte de sentido, o transistor de  $\overline{Q_2}$  é colocado em condução, que é o primeiro estágio de operação. As tensões e correntes são similares as equações do estágio 1.

### 5.2.2 Aproximação e equacionamento no domínio de Fourier

Como apresentado na seção anterior, pela análise temporal dos estágios de operação, vê-se a complexidade necessária para o desenvolvimento matemático das características do conversor. Dado esse motivo, duas novas considerações são adicionadas às anteriormente realizadas.

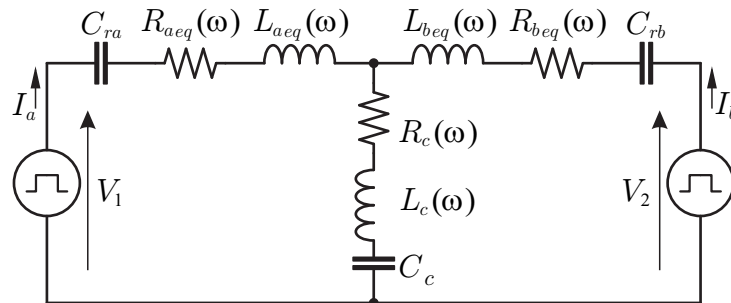
- A tensão  $v_o$  é representada por uma fonte de tensão com valor  $|v_{in}|$ .
- Pela consideração do FP unitário, o valor médio da tensão  $v_o$  é dada por:

$$V_o = \frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} v_o(t) dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in,rms} \quad (5.47)$$

É a partir desse valor médio que se é calculada a potência média de saída da estrutura proposta, tal consideração é feita baseado em (SARNAGO et al., 2016).

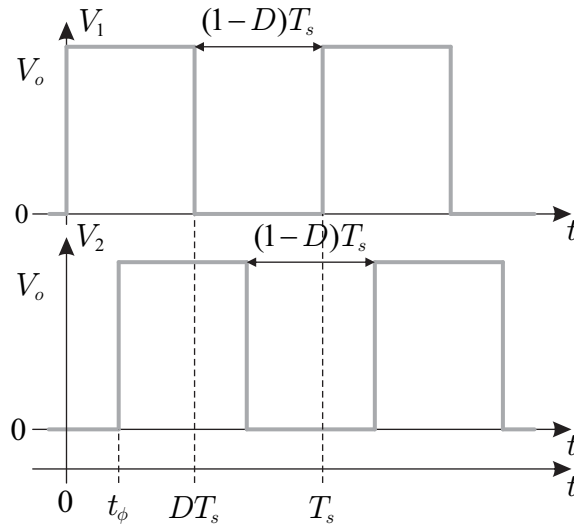
Essas considerações permitem a simplificação na avaliação das características do conversor, pois agora as tensões nos pontos centrais das meias pontes,  $v_1$  e  $v_2$ , que são as mesmas que as tensões sobre as chaves  $\overline{Q_1}$  e  $\overline{Q_2}$ , visualizadas na Fig. 5.5(b), são representadas por valores contantes alternados de 0 e  $V_o$ . Assim, faz-se a apresentação do circuito equivalente, com os dois tanques ressonantes conectados as duas fontes de tensões pulsadas,  $V_1$  e  $V_2$ , ilustrada pela Fig. 5.14. Esse circuito é obtido pelo equivalente Thevenin nos pontos centrais das meias pontes 1 e 2 e pela consideração de fonte de tensão no barramento. O capacitor  $C_c$  é obtido pela colocação dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em paralelo, no equivalente, e seu valor é  $C_c = C_1 + C_2$ .

Figura 5.14: Circuito equivalente considerando duas fontes de tensões para a análise de Fourier.



As fontes de tensões  $V_1$  e  $V_2$ , possuem comportamento periódico com variáveis  $D$ ,  $f_s$  e  $t_\phi$ , cujos valores variam de 0 e  $V_o$  V. Este cenário é propício para a avaliação de Fourier, o qual afirma que qualquer sinal periódico pode ser decomposto em uma soma de senos e cossenos mais um valor médio. Assim, a avaliação será realizada considerando o comportamento das tensões ilustradas na Fig. 5.15.

Figura 5.15: Sinais das fontes de tensão para decomposição em série de Fourier.



A transformada exponencial de Fourier, (OPPENHEIM et al., 2010), das fontes de tensões são dadas por

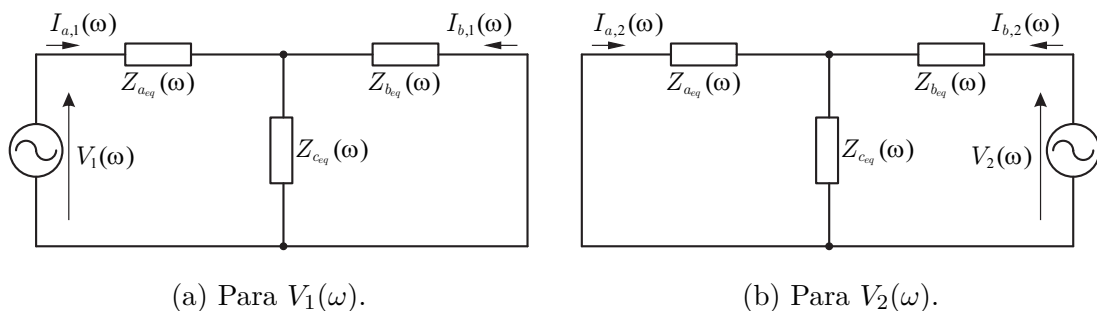
$$v_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_1(n\omega_s) e^{jn\omega_s t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) e^{jn\omega_s t} \quad (5.48)$$

$$v_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (V_1(n\omega_s) e^{-jn\omega_s t \phi}) e^{jn\omega_s t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) e^{jn(\omega_s t - \phi)}, \quad (5.49)$$

onde, o termo  $\phi$  representa a defasagem entre os sinal e vale  $\phi = \omega_s t_\phi$ .

Substituindo as fontes  $V_1$  e  $V_2$  pelas suas respectivas fontes senoidais de harmônicas e aplicando o princípio da superposição, (NILSSON e RIEDEL, 2008), são válidas as equivalências das Figs. 5.16(a) e (b).

Figura 5.16: Circuito equivalente pela super posição de fontes.



A decomposição das tensões dos pontos médios nos braços em uma análise de Fourier faz com que seja possível a análise das respectivas componentes harmônicas de corrente considerando os valores das impedâncias das bobinas nessas harmônicas. Para posterior avaliação considera-se que:  $Z_{aeq}(\omega) = R_{aeq}(\omega) + j\omega L_{aeq}(\omega) - \frac{j}{\omega C_{ra}}$ ,  $Z_{beq}(\omega) = R_{beq}(\omega) + j\omega L_{beq}(\omega) - \frac{j}{\omega C_{rb}}$  e  $Z_{ceq}(\omega) = R_c(\omega) + j\omega L_c(\omega) - \frac{j}{\omega C_c}$ .

As correntes serão dadas por

$$I_a(\omega) = I_{a,1}(\omega) + I_{a,2}(\omega) \quad (5.50)$$

$$I_b(\omega) = I_{b,1}(\omega) + I_{b,2}(\omega) , \quad (5.51)$$

onde, pela análise dos circuitos das Figs. 5.16(a) e (b) é válido que  $I_{a,1}(\omega)$  e  $I_{a,2}(\omega)$  são dadas por

$$I_{a,1}(\omega) = \frac{1}{Z_{aeq}(\omega) + (Z_{ceq}(\omega) || Z_{beq}(\omega))} V_1(\omega) = Y_{a,1}(\omega) V_1(\omega) \quad (5.52)$$

$$I_{a,2}(\omega) = -\frac{1}{Z_{aeq}(\omega) + Z_{beq}(\omega) \left( \frac{Z_{ceq}(\omega) + Z_{aeq}(\omega)}{Z_{ceq}(\omega)} \right)} V_2(\omega) = -Y_{a,2}(\omega) V_2(\omega) , \quad (5.53)$$

e que  $I_{b,1}(\omega)$  e  $I_{b,2}(\omega)$  são dadas por

$$I_{b,1}(\omega) = -\frac{1}{Z_{beq}(\omega) + Z_{aeq}(\omega) \left( \frac{Z_{ceq}(\omega) + Z_{beq}(\omega)}{Z_{ceq}(\omega)} \right)} V_1(\omega) = -Y_{b,1}(\omega) V_1(\omega) \quad (5.54)$$

$$I_{b,2}(\omega) = \frac{1}{Z_{beq}(\omega) + (Z_{ceq}(\omega) || Z_{aeq}(\omega))} V_2(\omega) = Y_{b,2}(\omega) V_2(\omega) \quad (5.55)$$

Assim, aplicando a inversa da transformada de Fourier em (5.50) e (5.51), são definidas as correntes:

$$i_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) Y_{a,1}(n\omega_s) e^{jn\omega_s t} - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) Y_{a,2}(n\omega_s) e^{jn(\omega_s t - \phi)} \quad (5.56)$$

$$i_b(t) = -\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) Y_{b,1}(n\omega_s) e^{jn\omega_s t} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) Y_{b,2}(n\omega_s) e^{jn(\omega_s t - \phi)} \quad (5.57)$$



Utilizando a propriedade aditiva dos somatórios, (THOMAS, 2008), simplifica-se:

$$i_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) (Y_{a,1}(n\omega_s) - Y_{a,2}(n\omega_s)e^{-jn\phi}) e^{jn\omega_s t} \quad (5.58)$$

$$i_b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) (Y_{b,2}(n\omega_s)e^{-jn\phi} - Y_{b,1}(n\omega_s)) e^{jn\omega_s t} \quad (5.59)$$

Por fim, as potências absorvidas pelas bobinas podem ser calculadas pela potência média durante um período de chaveamento. A mesma é obtida pelo produto entre as tensões  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  pelas correntes em cada tanque ressonante. Realizando o desenvolvimento para a potência no tanque  $a$ , cujo o resultado será um produto de somatórios, assim, dispoendo os termos indexados da tensão com  $n$  e os termos da corrente com  $m$ , e fazendo  $Y_{ta}(n\omega_s) = Y_{a,1}(n\omega_s) - Y_{a,2}(n\omega_s)e^{-jn\phi}$ , para se escrever:

$$\begin{aligned} P_a(f_s, D, \phi) &= \langle v_1(t) \cdot i_a(t) \rangle_{T_s} \\ &= \Re \left( \frac{1}{T_s} \int_{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( \frac{V_o}{j2\pi n} (1 - e^{-j2\pi n D}) e^{jn\omega_s t} \right) \right. \\ &\quad \cdot \left. \left( \frac{V_o}{j2\pi m} (1 - e^{-j2\pi m D}) Y_{ta}(m\omega_s) e^{jm\omega_s t} \right)^* dt \right) \end{aligned} \quad (5.60)$$

Realizando o desenvolvimento na parte do conjugado, rearranjando os termos de interesse e valendo-se da integração termo a termo, bem como das propriedades de somatórios, tem-se

$$\begin{aligned} P_a(f_s, D, \phi) &= \Re \left( V_o^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n D}}{jn\pi} \right) \left( \frac{1 - e^{-j2\pi m D}}{jm\pi} \right)^* Y_{ta}(m\omega_s)^* \right. \\ &\quad \cdot \left. \frac{1}{T_s} \int_{T_s} e^{j(n-m)\omega_s t} dt \right) \end{aligned} \quad (5.61)$$

Valendo-se da propriedade a qual define que

$$\frac{1}{T_s} \int_{T_s} e^{j(n-m)\omega_s t} dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases}, \quad (5.62)$$

A Eq. (5.61) é então reescrita como

$$P_a(f_s, D, \phi) = \Re \left( \frac{V_o^2}{4\pi^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{|1 - e^{-j2\pi nD}|^2}{n^2} (Y_{a,1}(n\omega_s)^* - Y_{a,2}(n\omega_s)^* e^{jn\phi}) \right) \quad (5.63)$$

Realizando o mesmo procedimento, agora para a potência no tanque  $b$ , o resultado é dado por:

$$\begin{aligned} P_b(f_s, D, \phi) &= \langle v_2(t) \cdot i_b(t) \rangle_{T_s} \\ &= \Re \left( \frac{V_o^2}{4\pi^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{|1 - e^{-j2\pi nD}|^2}{n^2} (Y_{b,2}(n\omega_s)^* - Y_{b,1}(n\omega_s)^* e^{-jn\phi}) \right) \end{aligned} \quad (5.64)$$

Para o termos  $n = 0$ , equivalente ao nível CC das tensões  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$ , não haverá contribuição na potência final. Tal comportamento pode ser visualizado quando substituindo os capacitores por circuitos abertos e os indutores por curto circuitos no circuito equivalente ilustrado na Fig. 5.14.

As Eqs. (5.63) e (5.64) serão utilizadas para o posterior cálculo das potências, tanto do sistema total, como da distribuição entre os tanques ressonantes.

### 5.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a estrutura magnética proposta para o aquecimento indutivo, bem como uma nova topologia de conversor para a utilização da estrutura magnética proposta.

O circuito equivalente de uma estrutura magnética acoplada é utilizado, baseando-se nas equações obtidas para a mesma. Nesse trabalho é a primeira vez onde se realiza a utilização do circuito equivalente apresentado, cuja validação é feita pelo comparativo do comportamento da parte experimental e simulada.

O conversor proposto possui um elevado grau de complexidade, devido ao grande número de equações diferenciais que deveriam ser desenvolvidas para uma avaliação temporal. Sendo assim, uma avaliação utilizando as propriedades das tensões e correntes de interesse são mais facilmente realizadas quando se trabalha no domínio de Fourier, com os somatórios obtidos.

Desse modo, formou-se uma base teórica para uma compreensão dos resultados obtidos no capítulo que segue.

# 6

## APLICAÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA O AQUECIMENTO INDUTIVO

Esse capítulo tem o objetivo de apresentar o cálculo dos componentes relacionados ao conversor e a estrutura proposta, assim como de se realizar uma avaliação comparativa com os resultados obtidos pelos resultados teóricos, por *software*, OrCAD, e experimental, o que validará o modelo utilizado para a estrutura magnética, assim como de todo o equacionamento e bem como das considerações realizadas.

### 6.1 Bobinas Acopladas

Devido a indisponibilidade de compra da estrutura magnética proposta no mercado, a mesma foi colocada em desenvolvimento no próprio laboratório, LEIAM. A operação do conversor proposto, assim como os mais diversos conversores ressonantes, é feita em altas frequências de chaveamento, os fios ditos "comuns", AWG ou cabos com isolamento polimérica, possuem suas limitações e desvantagens para a construção das bobinas. O principal fator de limitação é devido ao efeito pelicular gerado no interior desses fios. A alternativa para a mitigação do efeito pelicular é a utilização de fios *litz*, que são os adequados para operação em alta frequência, onde (LOPE et al., 2016) apresenta as vantagens da utilização desse tipo de fio no aquecimento indutivo.

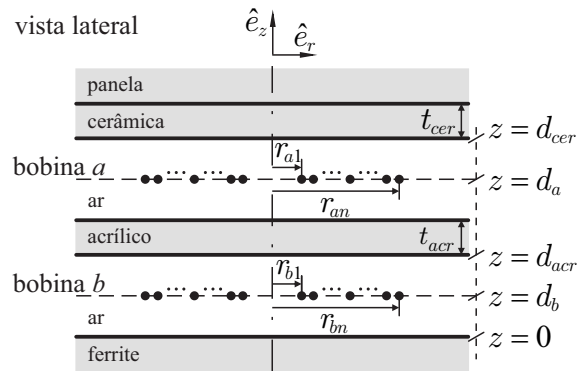
Com a finalidade de se aquecer de uma forma uniforme a panela que foi adquirida para testes, as bobinas foram projetadas para que seu raio mais externo fosse igual ao raio da panela, essa característica construtiva será colocada em argumentação no final do capítulo, onde serão apresentadas algumas fotos térmicas do aquecimento proporcionado pelo conversor em operação, em comparativo ao aquecimento proporcionado por um fogão de indução comercial, onde a área da bobina desse era menor que a área da panela utilizada. Devido a essa característica construtiva, que é a área da bobina igual a área da panela, a estrutura possui algumas pontos que são levados em consideração quando comparados à um projeto com um número menor de espiras:

- As indutâncias equivalentes das bobinas acopladas possuirão maiores valores, devido ao aumento no número de espiras;
- As resistências equivalentes possuirão maiores valores, pois a área que ocorre a interação com a panela é maior, e devido a resistividade do material de interação, as resistências serão maiores;
- Devido a esse aumento nas resistências, a potência do sistema será menor;
- O aquecimento na panela será uniforme em toda a sua base, com as bobinas de área menores, o aquecimento seria concentrado na área equivalente a área das bobinas.

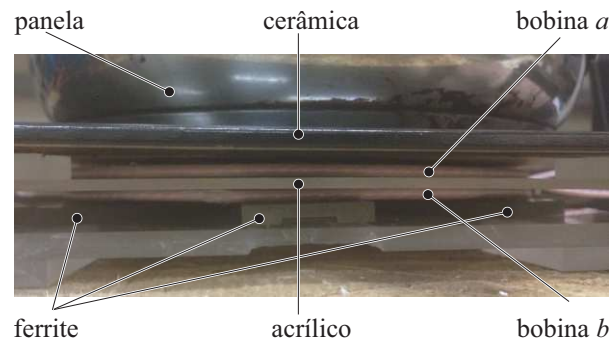
As especificações da estrutura experimental são visualizadas pela Fig. 6.1(a), onde é apresentada a vista lateral da estrutura construída, e na Fig. 6.1(b), é visualizada uma foto da mesma. As dimensões das especificações construtivas são dados pela Tab. 6.1.

Como relatado anteriormente, as indutâncias e resistências, que compõem o aquecimento indutivo, dependem de vários fatores, dentre eles, a frequência de operação. Com a finalidade de se apresentar tal comportamento, com a estrutura já construída, foram medidas as indutâncias e as resistências que caracterizam a estrutura magnética utilizada, onde os resultados obtidos se encontram nas Figs. 6.2(a) e (b). Uma apresentação analítica do cálculo de tais indutâncias e resistências, para a estrutura de única bobina, é feita em (ACERO et al., 2006) e (ACERO et al., 2008), onde são apresentadas as considerações e as equações para a obtenção dos valores teóricos para uma sistema de aquecimento indutivo, junto a uma avaliação experimental.

Figura 6.1: Dimensões da estrutura experimental das bobinas acopladas.



(a) Especificações construtivas.



(b) Foto.

Tabela 6.1: Especificações construtivas das bobinas.

Especificação	Dimensão
Distância da ferrite ao centro da bobina $b$ , $d_b$	1,75 mm
Distância da ferrite até a parte inferior da peça de acrílico, $d_{acr}$	3,5 mm
Espessura da peça de acrílico, $t_{acr}$	3 mm
Distância da ferrite até a parte inferior da peça de cerâmica, $d_{cer}$	10 mm
Espessura da peça de cerâmica, $t_{cer}$	3,2 mm
Raio interno das bobinas $a$ e $b$ , $r_{a1}$ e $r_{b1}$	25,25 mm
Raio externo das bobinas $a$ e $b$ , $r_{an}$ e $r_{bn}$	88 mm
Número de espiras das bobinas, $n$	18

Figura 6.2: Valores experimentais:

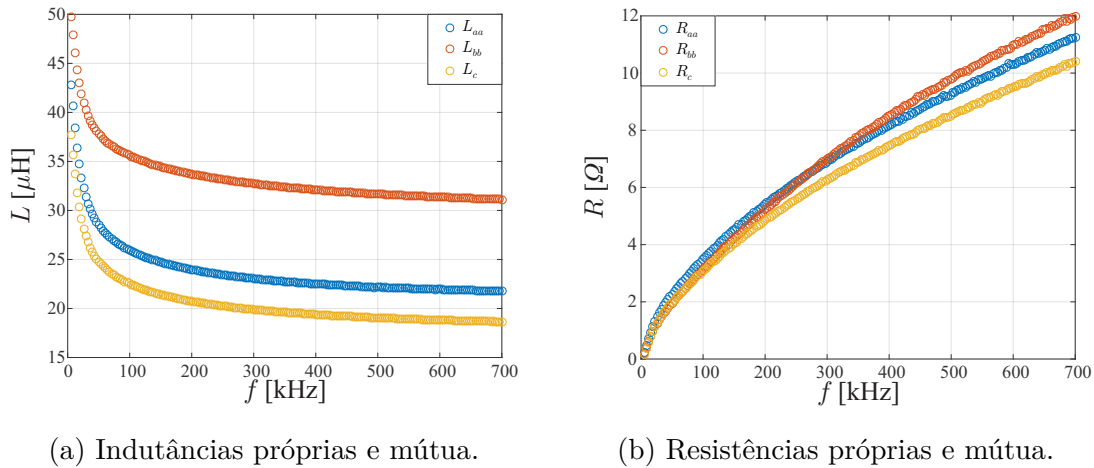
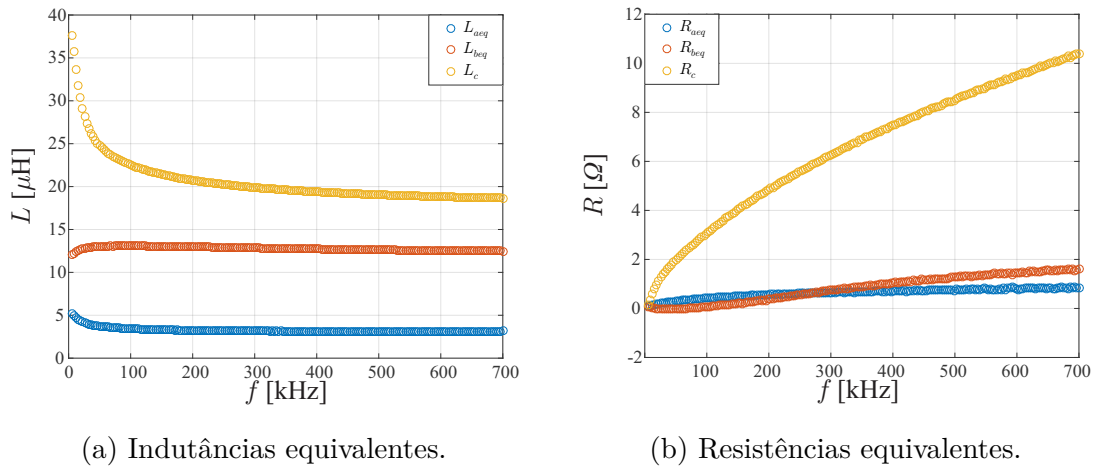


Figura 6.3: Valores experimentais do circuito equivalente.



## 6.2 Seleção dos Componentes de Ressonância e Caracterização do Conversor

Com os valores experimentais das resistências e indutâncias das bobinas, Fig. 6.3(a) e (b), torna-se necessário o cálculo para os outros elementos que estão contidos na rede ressonante, capacitores de ressonância  $C_{ra}$ ,  $C_{rb}$  e os capacitores do barramento  $C_1$  e  $C_2$ .

Na Tab. 6.2 são especificados os dados de operação necessários para obtenção dos parâmetros necessários à execução do projeto.

Os capacitores adequados para a utilização em circuitos alternados de alta frequência são os de tipo filme em polipropileno, o que não são de fácil aquisição no mercado nacional. Dadas as limitações dos componentes disponibilizados no laboratório, os valores dos capacitores com

Tabela 6.2: Especificações de operação do conversor.

Especificação	Valor
Tensão de entrada, $V_{in,RMS}$	220 V, 60 Hz
Potência de entrada, $P_{in}$	2 kW
Frequência de chaveamento mínima, $f_s$	30 kHz
Frequência de chaveamento máxima, $f_s$	70 kHz
<i>Ripple</i> máximo de tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$	50 V

tais características construtivas eram de 335 nF e 1,25  $\mu$ F, valores experimentais. Assim, uma rotina de otimização foi desenvolvida utilizando os valores dos capacitores disponíveis e das Eqs. (4.41), (5.63) e (5.64), para atender os requisitos de projeto, foi considerado  $D = 50\%$  e  $\phi = 0^\circ$ .

Após ser realizada tal otimização, utilizando os valores experimentais das bobinas, Fig. 6.3, e as possíveis associações entres os capacitores disponíveis, chegou-se aos valores apresentados na Tab. 6.3

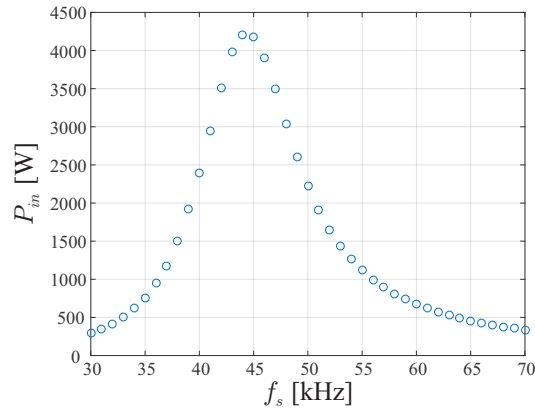
Tabela 6.3: Valores dos capacitores de ressonância, da frequência de chaveamento e *ripple*.

Especificação	Valor
Capacitor de ressonância da bobina $a$ , $C_{ra}$	235 nF
Capacitor de ressonância da bobina $b$ , $C_{rb}$	235 nF
Capacitor de barramento, $C_1$ e $C_2$	2,5 $\mu$ F
Frequência de chaveamento para $P_{in} = 2$ kW	$\approx 50$ kHz
<i>Ripple</i> de tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$	51,42 V

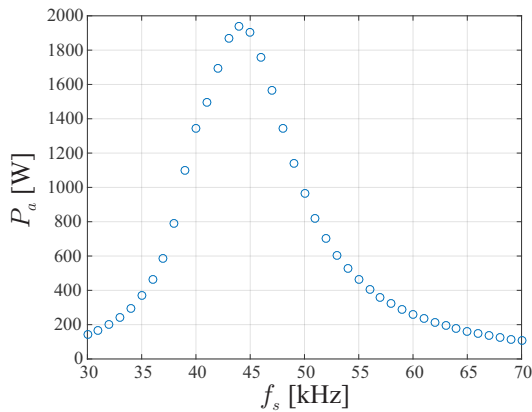
Os valores dos componentes foram obtidos quando observada a curva de potência proporcionada pela operação do conversor com os mesmos, tal curva pode ser visualizada na Fig. 6.4(a), e nas Figs. 6.4(b) e (c) são apresentadas os valores da potências individuais em cada tanque.



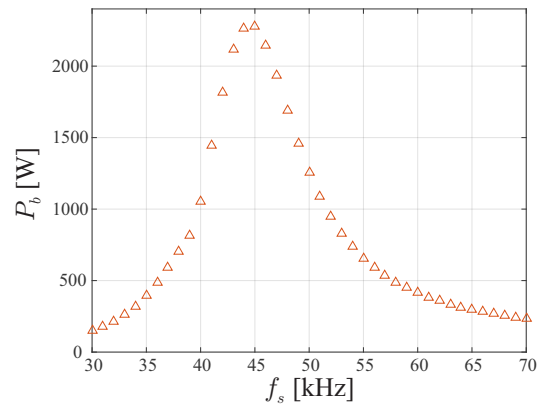
Figura 6.4: Potências teóricas pela variação de  $f_s$ .



(a) Potência total.



(b) Potência no tanque  $a$ .



(c) Potência no tanque  $b$ .

Duas observações importantes podem ser retiradas das curvas de potências apresentadas:

- A frequência de chaveamento de 50 kHz foi selecionada pois na mesma a potência total do sistema possui aproximadamente 2150 W;
- Os picos de potência caracterizam um ponto limitante de operação ZCS-ZVS, que poderá ser constatado experimentalmente;

### 6.2.1 Potências teóricas pela variação de $D$ e $\phi$ para $f_s = 50$ kHz

Como no cálculo das potências, anteriormente apresentados, não havia a inclusão das perdas, que aparecem devido: perdas de tensão no filtro de entrada; perdas na ponte retificadora; perdas devido a potência dissipada no instante de condução dos IGBT; entres outras,

a frequência de operação em 50 kHz foi selecionada, pois apresentou um valor teórico um pouco maior que o valor de projeto desejado. Tendo definido tal frequência de chaveamento, as Figs. 6.5 6.6 e 6.6 apresentam o comportamento da potência total do conversor, pela variação de  $D$  e  $\phi$ , e suas respectivas distribuições nos tanques  $a$  e  $b$ .

Figura 6.5: Potência total teórica do sistema para  $D$  e  $\phi$  variando e  $f_s = 50$  kHz.

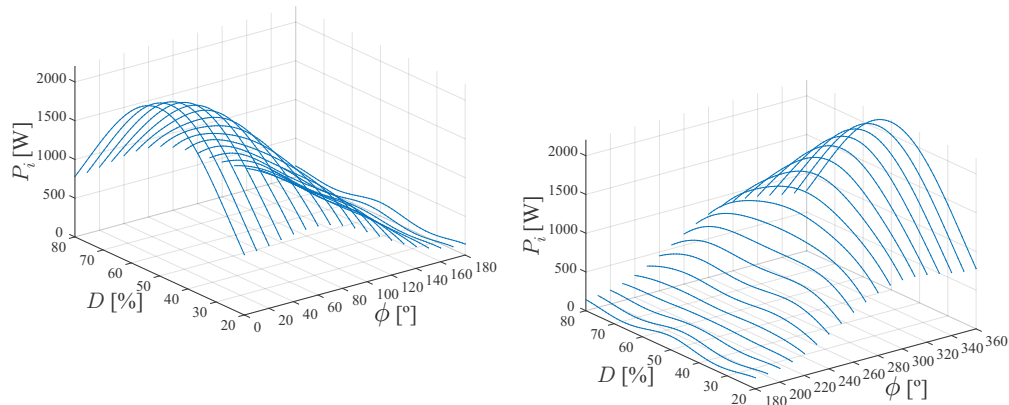


Figura 6.6: Distribuição da potência teórica no tanque da bobina  $a$  para  $D$  e  $\phi$  variando e  $f_s = 50$  kHz.

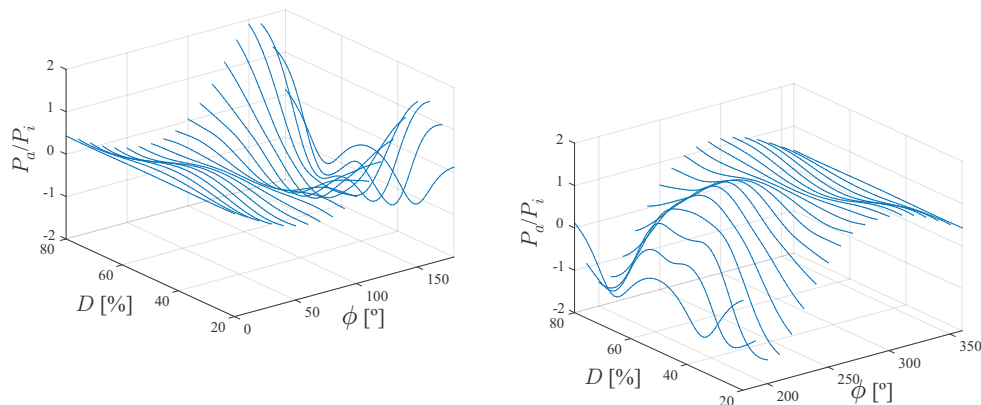
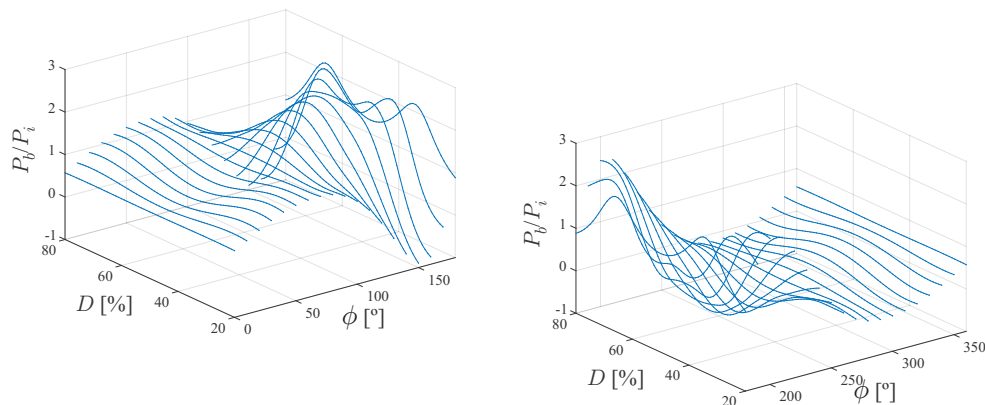


Figura 6.7: Distribuição da potência teórica no tanque da bobina  $b$  para  $D$  e  $\phi$  variando e  $f_s = 50$  kHz.



### 6.3 Filtro de Entrada

Como apresentado pela estrutura do conversor proposto, Fig. 5.3, o mesmo possui um filtro *LCL* para filtragem das harmônicas proporcionadas pelo chaveamento, assim como de possuir características fundamentais necessárias para a operação do estágio CC ressonante. Os componentes desse filtro passa baixa são calculados seguindo alguns dos critérios apresentados em (LISERRE et al., 2005) e em (BOLSENS et al., 2006):

- O valor total da indutância,  $L_f = L_{f1} + L_{f2}$ , deve ser menor do que 0,1 p.u., para limitar a queda de tensão durante a operação;
- A frequência de ressonância do filtro deve estar em um intervalo entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento;
- O indutor conectado à rede,  $L_{f1}$ , deve possuir menor valor que o indutor conectado à estrutura chaveada,  $L_{f2}$ .

Como apresentado no Cap. 4, para frequências abaixo da frequência de ressonância do filtro *LCL*, o mesmo possui comportamento indutivo dado pela soma dos indutores  $L_{f1}$  e  $L_{f2}$ . Assim, para a frequência da rede, o valor eficaz da tensão da rede que é aplicada aos indutores é dada por

$$V_{L_f} = 2\pi f_{in} L_f I_{in,RMS} \quad (6.1)$$

Como já definiu-se a potência de operação para a estrutura, a Eq. (6.1) é reescrita, isolando-se o termo do indutor, como

$$L_f = \frac{V_{L_f} V_{in,RMS}}{2\pi f_{in} P_{in}} \quad (6.2)$$

Utilizando a Eq. 4.37, o capacitor do filtro *LCL* é dado por

$$C_f = \frac{1}{L_{f12} (2\pi f_{0_{LCL}})^2} \quad (6.3)$$

A componente harmônica na frequência de chaveamento que passa pelo indutor de filtro  $L_{f1}$ , cujo qual surge na corrente de entrada, apresentada na Eq. (4.29), pode ser definida, substituindo  $s = j\omega_s$ , como

$$\frac{I_1(j\omega_s)}{I_2(j\omega_s)} = \frac{1}{1 - 4\pi^2 f_s^2 L_{f1} C_f} \quad (6.4)$$

Utilizando o módulo da equação anterior, e isolando  $L_{f1}$ , se tem que

$$L_{f1} = \left| \frac{\frac{I_1(j\omega_s)}{I_2(j\omega_s)} - 1}{\frac{I_1(j\omega_s)}{I_2(j\omega_s)} 4\pi^2 f_s^2 C_f} \right| \quad (6.5)$$

O projeto do filtro é realizado utilizando as especificações apresentadas na Tab. 6.4, utilizando os parâmetros anteriores apresentados na Tab. 6.2.

Tabela 6.4: Especificações do filtro  $LCL$  de entrada.

Especificação	Valor
Relação de corrente, $\frac{I_1(j\omega_s)}{I_2(j\omega_s)}$	2 %
Tensão RMS sobre os indutores, $V_{L_f}$	< 10 V
Frequência de ressonância do filtro, $f_{0LCL}$	> 7 kHz

Utilizando as Eqs. 6.2, 6.3 e 6.5, pelas especificações de projeto, chegou-se aos valores apresentados na Tab. 6.5, onde foi necessário alguns ajustes nas especificações, dadas pelos valores dos componentes disponíveis.

Tabela 6.5: Valores dos componentes do filtro  $LCL$  de entrada e das especificações resultantes.

Especificação	Valor
$L_{f1}$	0,4 mH
$L_{f2}$	2 mH
$C_f$	1,2 $\mu$ F
$\left  \frac{I_1(j\omega_s)}{I_2(j\omega_s)} \right $	2,15%
$V_{L_f}$	8,2 V
$f_{0LCL}$	7,96 kHz

## 6.4 Protótipo Desenvolvido

O desenvolvimento do protótipo foi realizado com o intuito de uma aplicação comercial. Por isso, uma fonte de tensão auxiliar foi introduzida no projeto geral do mesmo. Como há duas meias pontes de IGBT no conversor proposto, quatro circuitos independentes de controle de gatilho foram utilizadas. Finalizando, com a placa principal, que realiza a conexão de todos os elementos que compõem o conversor proposto.

### 6.4.1 Circuitos de acionamento das chaves

Para se realizar uma correta condução dos dispositivos chaveados controlados, no caso em estudos transistores IGBT, é necessária uma tensão em torno de 10 Vcc, valor este disponibilizado nas curvas de condução dos dispositivos fornecido nos *datasheets*, aplicados nos terminais de gatilho-emissor,  $V_{ge}$ , desses transistores. As tensões dos sistemas micro controlados são tipicamente de 3,3 - 5 Vcc, assim, um circuito auxiliar é necessário para se realizar o chaveamento, tais circuitos são denominados circuitos de controle de gatilho, onde os fabricantes de semicondutores disponibilizam uma série de opções para compra.

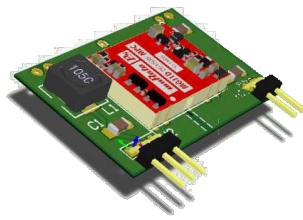
Cada meia ponte do conversor possui dois transistores, onde o transistor inferior é denominado de transistor de *low side* e o superior de *high side*. Alguns circuitos para o disparo de uma estrutura meia ponte são apresentados por (BISWAS et al., 1994), circuitos utilizam transformadores, optoisoladores e circuitos de proteção. Uma das técnicas mais utilizadas para se realizar o chaveamento é a de *bootstrap*, onde, com apenas uma fonte CC, um circuito optoacoplado, um diodo e um capacitor, podem ser utilizados para se realizar o chaveamento do transistor de *high side*.

As considerações para o projeto dos circuitos de controle de gatilho podem ser obtidas pelas características de operação, quando do chaveamento, dos IGBT, apresentadas em algumas notas de aplicações dos fabricantes e em livros que tratam especificamente das características físicas de tais semicondutores.

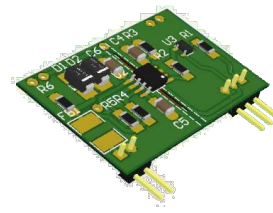
No protótipo foram utilizados circuitos de controle de gatilho com tensão para acionamento das chaves de 15 Vcc, e para o bloqueio -5 Vcc, obtidas pelo conversor CC-CC isolado adquirido para o projeto, foi utilizado o CI Si8271GB, como CI de acionamento, pelas suas

características de operação e optoisolação.

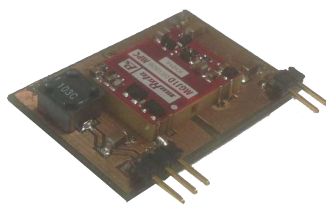
Figura 6.8: Placa do circuito de controle de gatilho.



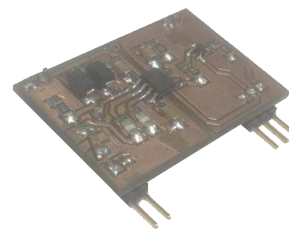
(a) Imagem tridimensional, perspectiva lateral esquerda camada superior.



(b) Imagem tridimensional, perspectiva lateral esquerda camada inferior.



(c) Foto, perspectiva lateral esquerda camada superior.

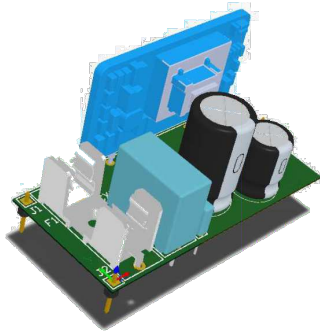


(d) Foto, perspectiva lateral esquerda camada inferior.

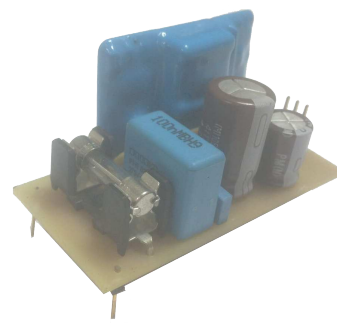
### 6.4.2 Fonte auxiliar de tensão CC

Com o objetivo de que o protótipo fosse independente de fontes externas, necessárias para a alimentação do sistema micro controlado e dos circuitos de controle de gatilho, foi-se realizada a compra e projeto de uma fonte CA-CC com potência de 5 W. A mesma consiste da utilização de um conversor CA-CC isolado, PBK-5-5, de fabricação da CUI, com os elementos requeridos pelo *datasheet* para a correta operação da fonte. A fonte possui faixa de operação de tensão de entrada de 85-264 Vca ou 100-400 Vcc, e fornece 5 Vcc de tensão de saída, com potência máxima de 5 W, utilizada para a alimentação dos circuitos de controle de gatilho e alimentação do sistema micro controlado. Também, foi adicionada uma saída para o fornecimento de 3,3 Vcc, caso de utilização com um regulador linear.

Figura 6.9: Placa da fonte auxiliar CA-CC.



(a) Imagem tridimensional, perspectiva lateral esquerda camada superior.



(b) Foto, perspectiva lateral esquerda camada superior.

### 6.4.3 Conversor e placa principal

A placa principal foi desenvolvida para que fosse realizada as conexões dos circuitos de controle de gatilho, da fonte de tensão auxiliar CC, do sistema micro controlado, e do conversor proposto, com os dispositivos semicondutores, o filtro *LCL* de entrada e as conexões para as bobinas da estrutura magnética.

Figura 6.10: Imagem tridimensional, vista superior da placa principal.

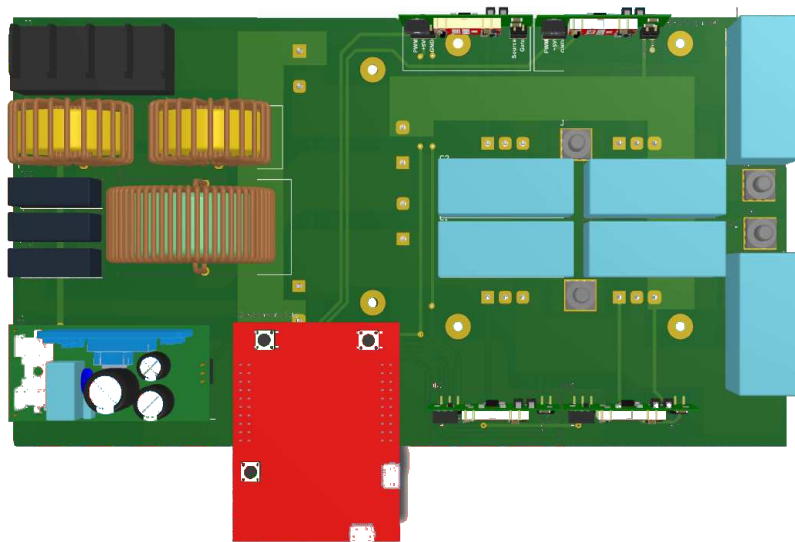


Figura 6.11: Imagem tridimensional, vista inferior da placa principal, sem os dissipadores.

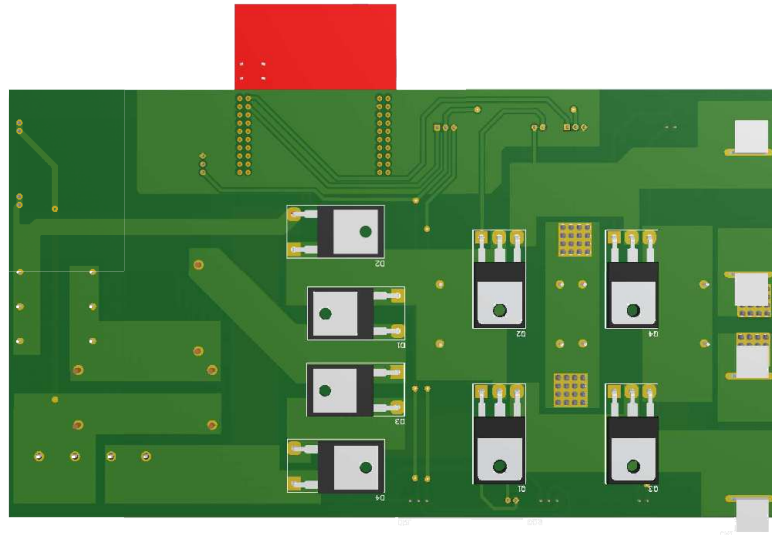


Figura 6.12: Imagem tridimensional, perspectiva lateral esquerda da camada superior.

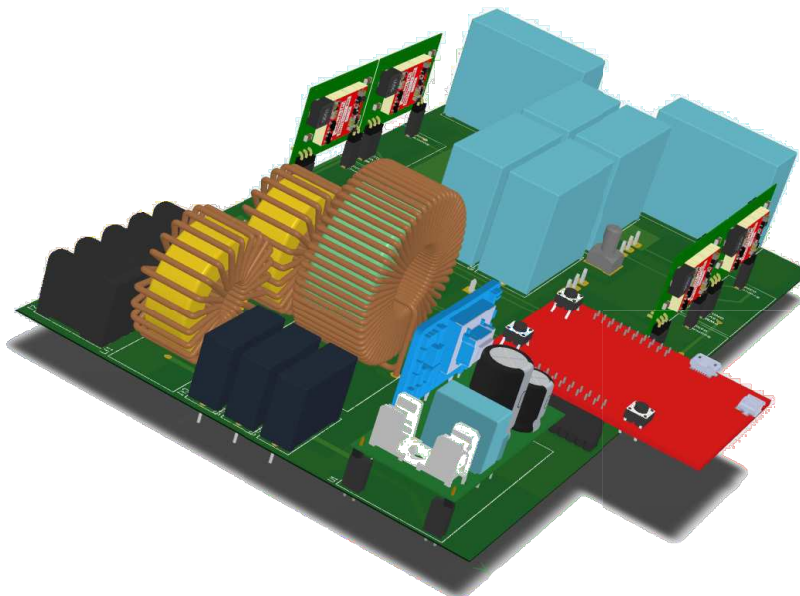




Figura 6.13: Imagem tridimensional, perspectiva lateral direita da camada superior.

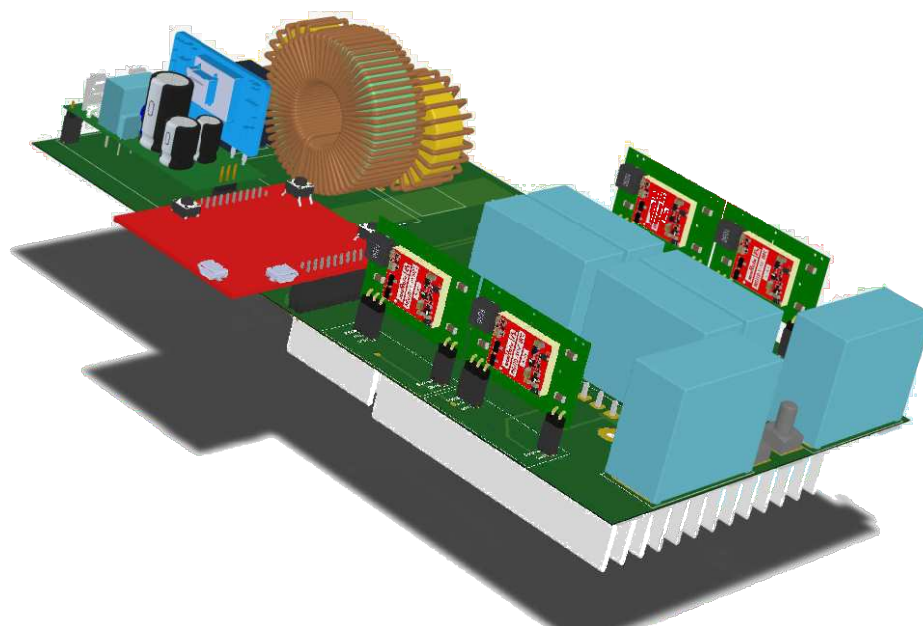
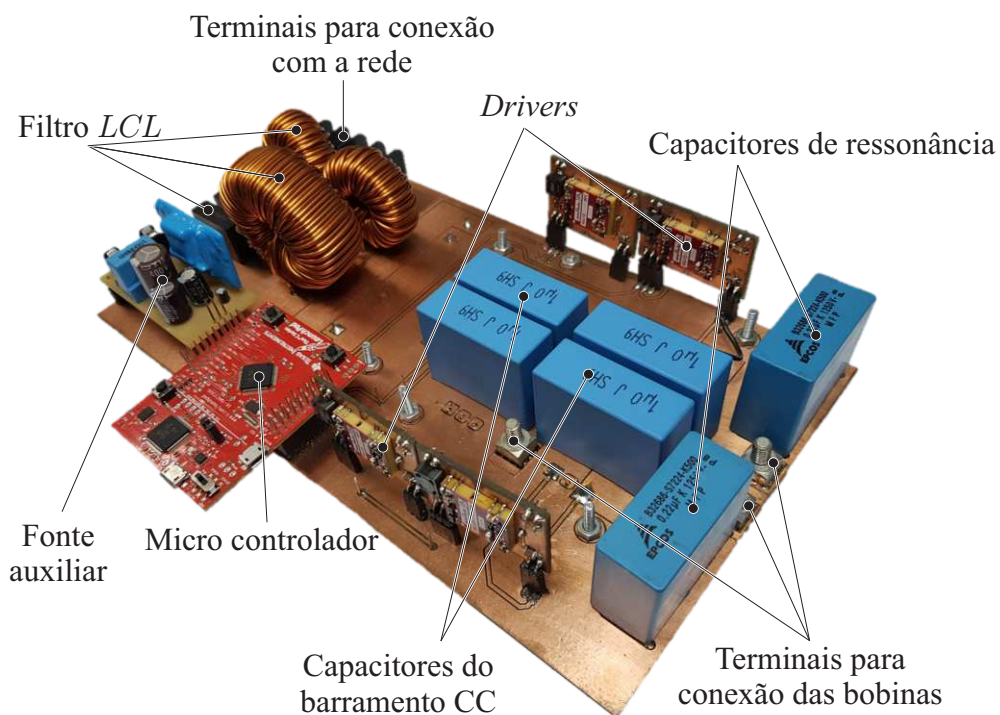


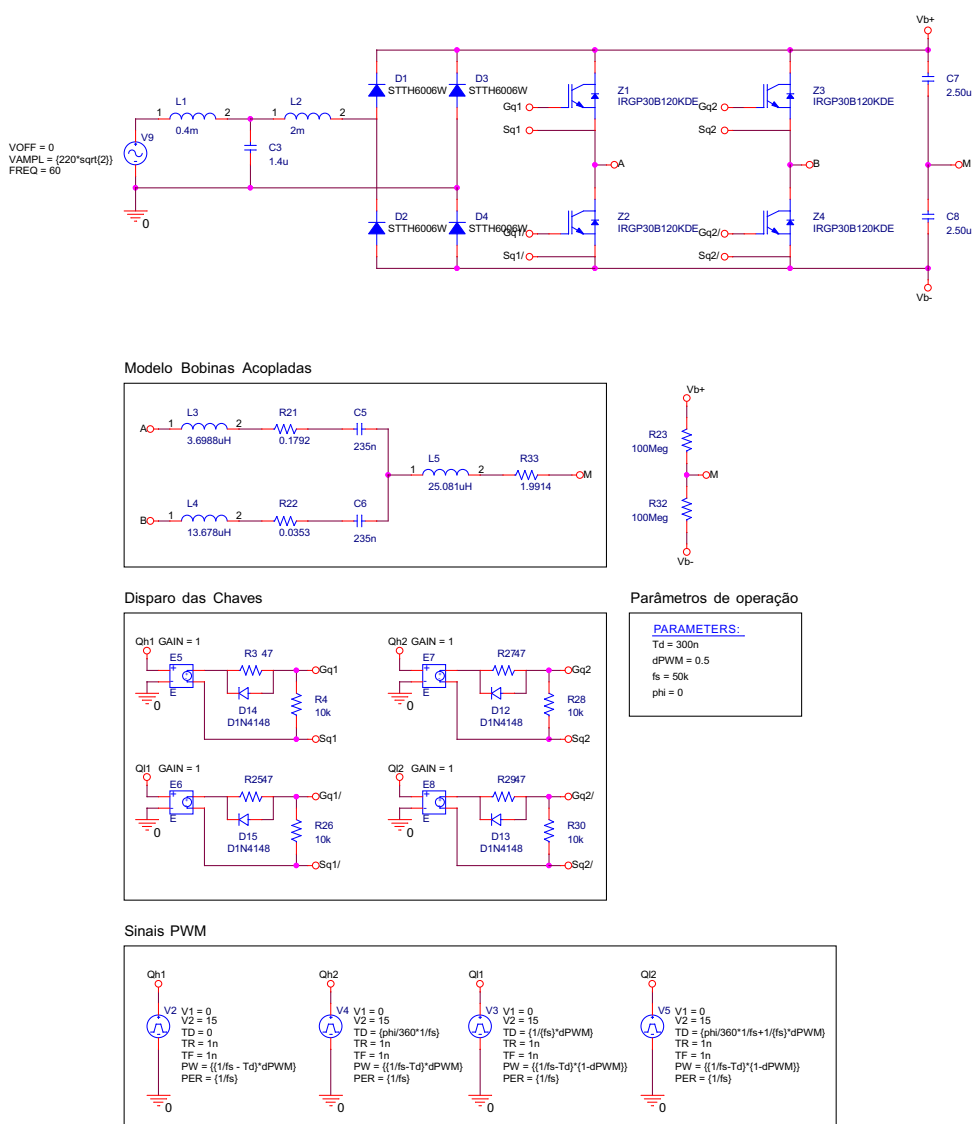
Figura 6.14: Fotografia do protótipo implementado indicando a localização dos componentes utilizados.



## 6.5 Resultados Experimentais e Comparativos

O programa utilizado para uma avaliação das características dos conversor foi o OrCAD, pois, devido ao mesmo utilizar os modelos SPICE dos componentes, é possível verificar a eficiência proporcionada pelo conversor, as perdas de chaveamento, a visualização da operação em ZVS, entre outros. A Fig. 6.15 apresenta o esquemático da simulação utilizada, onde os valores dos componentes do tanque ressonante foram utilizados com relação à frequência de chaveamento.

Figura 6.15: Esquemático da simulação do conversor.



### 6.5.1 Caracterização da potência de entrada e regiões de operação

Antes de se iniciar as avaliações do conversor em tensão nominal, colocou-se o mesmo em uma verificação experimental, com a finalidade de se observar o comportamento do mesmo nas operações que serão apresentadas, para tanto, as verificações que se encontram abaixo foram feitas com uma tensão de operação de entrada com valor  $50 V_{rms}$ , para não comprometer as chaves quando da sua operação em ZCS.

#### Variação de $f_s$

A primeira verificação feita é baseada no comportamento da potência de entrada pela variação da frequência de chaveamento, ilustrada na Fig. 6.16, onde é apresentada a potência normalizada, obtida pela relação da maior potência obtida pela potência no ponto de operação.

Figura 6.16:  $P_{in_n}$  pela variação de  $f_s$ .

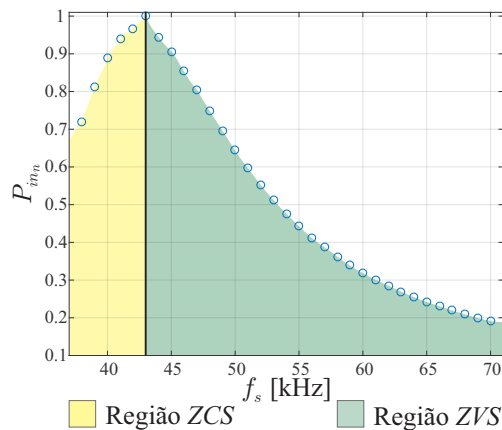
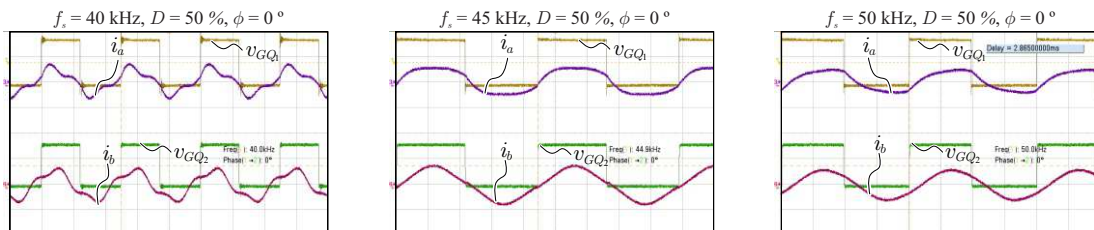


Figura 6.17: Comportamento das correntes nos tanques ressonantes para  $f_s = 40-45$  e  $50$  kHz.



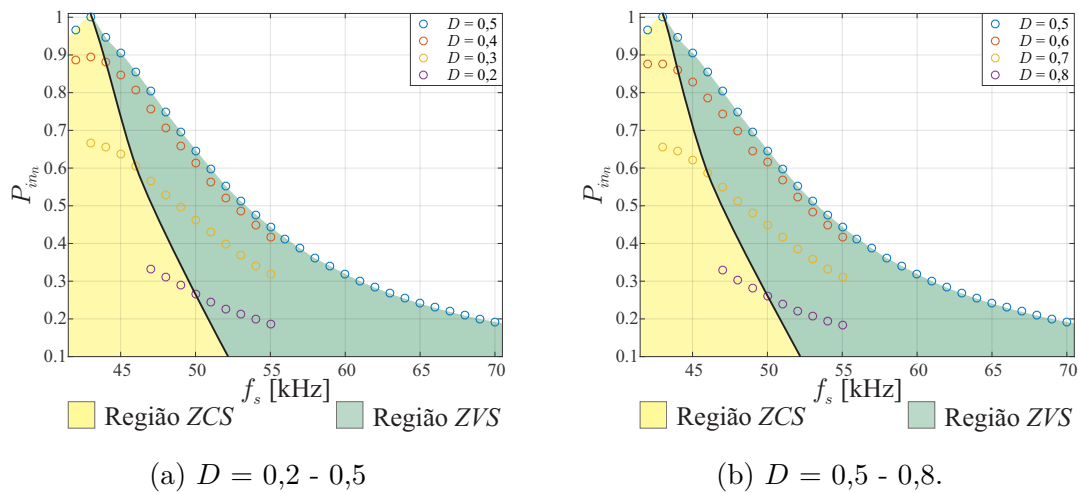
Ver-se, pelo resultado obtido, que a curva de potência teórica, Fig. 6.4, possui comportamento similar ao obtido experimentalmente. Baseado nos comportamentos das correntes dos

tanques, Fig. 6.17, foram delimitadas as regiões de operação, assim como nos conversores ressonante tradicionais. A identificação do ponto de operação onde se obteve o maior valor da potência de entrada foi também o ponto onde pelo menos um dos dois tanques apresentou o limiar do chaveamento ZVS-ZCS, onde foi verificado que a maior potência de operação está relacionada a  $f_s = 43$  kHz, resultado próximo ao teórico. A curva característica apresentada é para valores de  $D = 50\%$  e  $\phi = 0^\circ$ .

### Variação de $D$

A variação de  $D$  para o controle da potência do sistema tem como uma das características a possibilidade da não operação em ZVS em frequências superiores onde se obteve o máximo valor de potência, característica ilustrada na Fig. 6.16. Como apresentado em (LUCÍA et al., 2010), quando faz-se a diminuição de  $D$  a região ZVS também será reduzida. Para uma posterior avaliação em potência nominal, foram obtidas as curvas experimentais, as quais apresentam os limites da região ZVS do conversor, de acordo com a ilustração da Fig. 6.18.

Figura 6.18:  $P_{in_n}$  pela variação de  $f_s$  e  $D$ .



Baseado no comportamento obtido, quando comparado ao apresentado em (LUCÍA et al., 2010), verifica-se experimentalmente essa característica de diminuição da região ZVS pelo controle de  $D$ . Essas regiões limitantes serão ilustradas nos resultados experimentais que serão apresentados, onde para  $f_s = 50$  kHz os valores de  $D$  que limitam a operação em ZVS são 20% e seu complementar 80%.

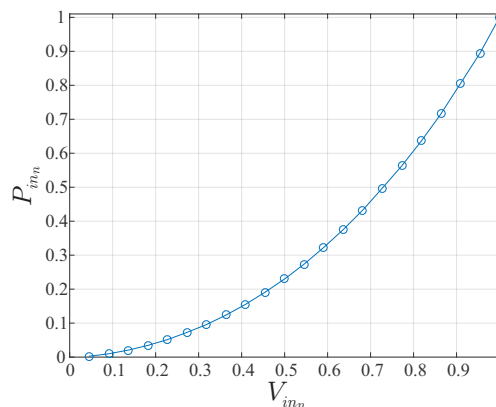
### Variação de $\phi$

A terceira variável de controle de potência do sistema é a defasagem  $\phi$ . A apresentação das regiões limitantes de operação ZCS-ZVS, torna-se mais complexa que as anteriores apresentadas, ficando assim, uma avaliação de tal comportamento relatado nos resultados experimentais que seguem.

### Variação da tensão de entrada $v_{in}$

Para a observação do comportamento quadrático da potência com relação a tensão de entrada, apresenta-se a Fig. 6.19, onde foram selecionada a operação para caracterização de tal curva com as variáveis em:  $f_s = 50$  kHz,  $D = 50$  % e  $\phi = 0^\circ$ . A tensão nominal foi de  $V_{in_{rms}} = 220$  V e a potência nominal foi de  $P_{in} = 2050$  W.

Figura 6.19:  $P_{in_n}$  pela variação de  $V_{in_n}$ .



### 6.5.2 Resultados pela variação de $f_s$

Realizada a caracterização das regiões de operação do conversor, foi colocado em avaliação sua operação em tensão nominal. Os primeiros resultados apresentados são dos comportamentos tanto da parte relacionada à entrada, conectada à rede, quanto da parte de saída, as correntes nos tanques ressonantes, pela variação da frequência de chaveamento.

Inicialmente foram observadas as grandezas que caracterizam a parte de entrada do conversor, ou seja, a potência de entrada, o FP e a THD da corrente de entrada do sistema, que tem a finalidade de se observar a qualidade da energia que está sendo drenada da rede.

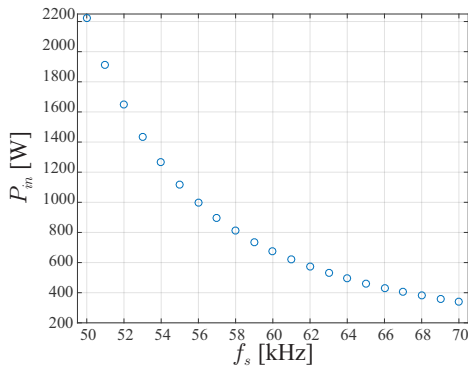
Como uma das propostas de operação do conversor é a distribuição da potência processada entre as bobinas e as meias pontes, foram realizadas as medições da potência que cada uma processava, e os valores de eficiência global sendo obtido por fim a relação de distribuição da potência total pelas meias pontes.

Finalizando os resultados obtidos, é apresentado o comportamento das correntes em cada tanque ressonante, para verificação do ZVS em todos os pontos de operação.

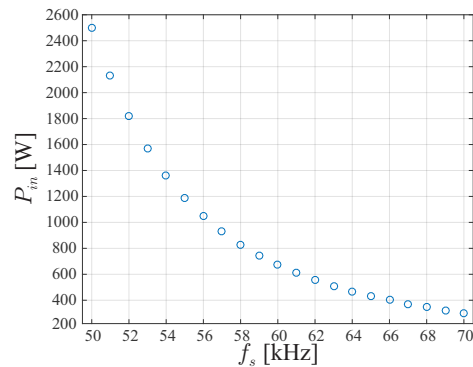
**Potência de entrada, FP e THD da corrente de entrada**

O comportamento da potência de entrada pela variação de  $f_s$  em tensão nominal, obtida experimentalmente, é ilustrada da na Fig. 6.20(c), a qual pode ser visualizada similaridade com relação aos valores e características obtidos teoricamente e por simulação, Figs. 6.20(a) e (b), respectivamente.

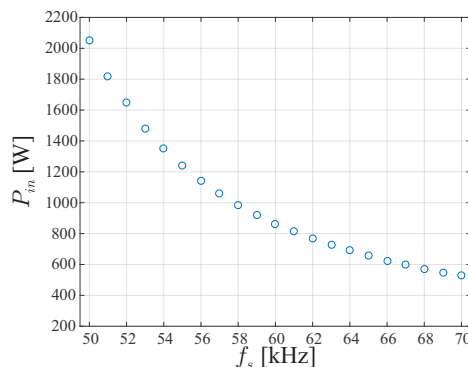
Figura 6.20:  $P_{in}$  pela variação de  $f_s$ .



(a) Teórico.



(b) Simulado.



(c) Experimental.

As diferenças nos valores obtidos, pela avaliação teórica e experimental, podem ser discutidas pelos seguintes fatores:

- As perdas de tensão no filtro, assim como nos elementos semicondutores foram desconsideradas, para a curva apresentada;
- Experimentalmente, as perdas para frequências de chaveamento acima de 54 kHz, que serão apresentadas posteriormente, possuem valores maiores que para frequências menores, comportamento esse devido à operação dos IGBT, e à energias associadas a capacitâncias parasitas do circuito.

Para as diferenças entre o simulado e o experimental, as mesmas são devido, principalmente, à:

- Como apresentado nos resultados experimentais obtidos para as indutâncias relacionadas às bobinas acoplada, é visto que tanto as indutâncias quanto as resistências possuem variações quando da frequência de operação. Como na simulação só é possível a colocação de um valor, as harmônicas da tensão chaveada nos tanques estão relacionadas com o mesmo valor de impedância, gerando erros de simulação.

Uma potência de entrada de 2050 W, que é a potência máxima em todos os tipos de controle pelas variáveis do conversor, é obtida para  $f_s = 50$  kHz, e a medida em que se realiza o aumento da frequência de chaveamento ocorre a redução da potência de entrada, verificando-se uma potência de 530 W para  $f_s = 70$  kHz.

A verificação dos valores obtidos do FP e da THD da corrente de entrada são mostrads nas Fig. 6.21, onde percebe-se que o FP possui valores muito próximo do unitário, e a THD possui valores baixos.

O comportamento do FP próximo do unitário faz a validação de várias considerações realizadas no decorrer da apresentação da operação do conversor, os dois principais sendo: a do barramento capacitivo não suavizado; e o comportamento de fonte de corrente utilizado para descrever os estágios de operação. A diminuição dos valores da THD pela variação da  $f_s$  é esperada, pois, a atenuação imposta pelo filtro de entrada é aumentada a medida que as harmônicas das correntes são colocadas em frequências mais elevadas, de acordo com o apresentado em capítulo anterior.

Para uma visualização das formas de onda da tensão e corrente de entrada e das tensões nos capacitores do barramento não suavizados, são apresentadas as Figs. 6.22(a)-(c).

Figura 6.21: Valores pela variação de  $f_s$  do(a):

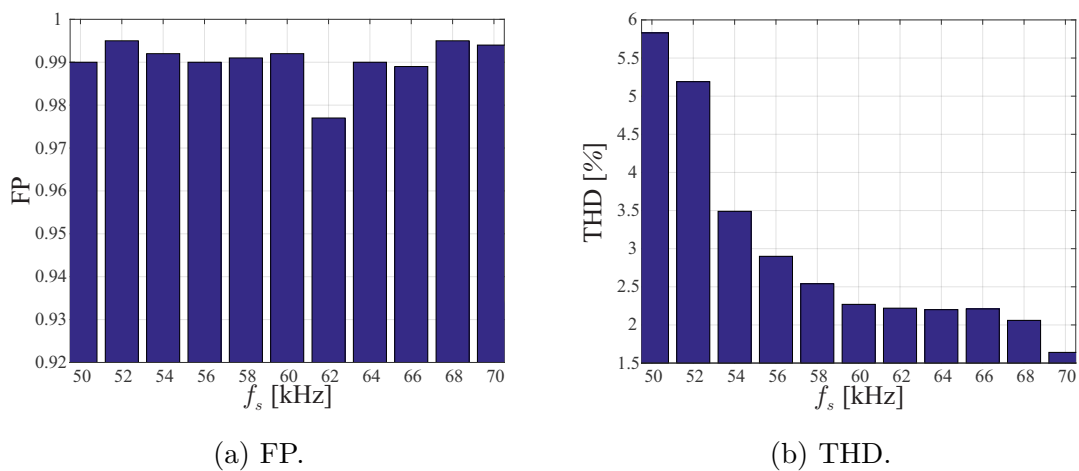
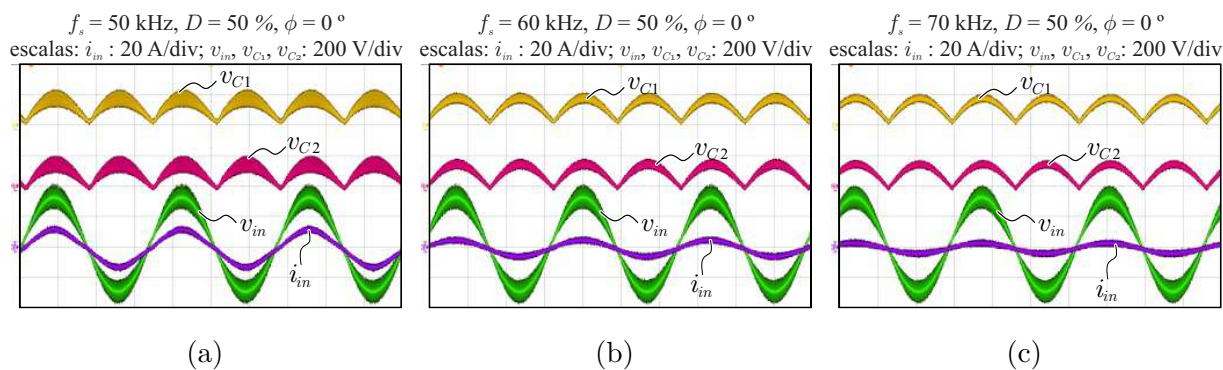


Figura 6.22: Comportamento de  $v_{in}$ ,  $i_{in}$ ,  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  pela variação de  $f_s$ .



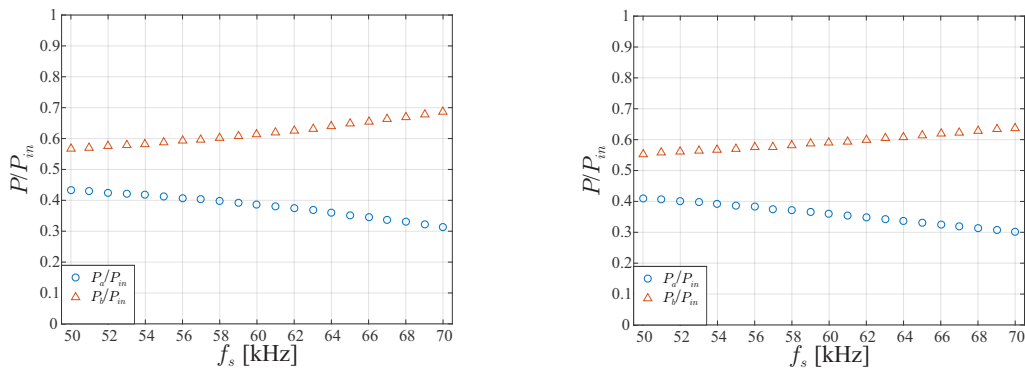


Nota-se claramente pela figuras apresentadas, que a corrente de entrada está em fase com a tensão, caracterizando o FP muito próximo do unitário. Com relação às tensões dos capacitores do barramento, é observado que a medida que ocorre a diminuição da potência, pela variação de  $f_s$ , os valores das ondulações de tensão sobre os mesmos é minimizada.

**Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência**

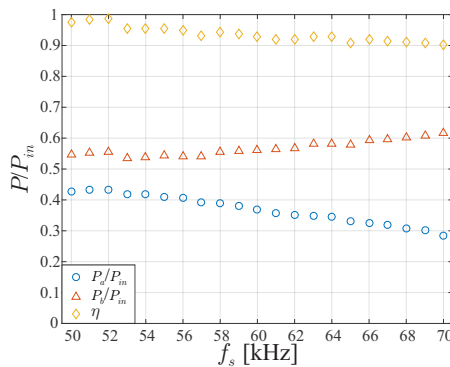
Como todos os pontos de operação estavam em uma região ZVS, as perdas de chaveamento serão minimizadas e a eficiência do conversor será com elevados valores, assim como ilustrado na Fig. 6.23(c), curva de distribuição de potências experimental, cujo a eficiência em toda a faixa de operação de  $f_s$  fica acima de 90%.

Figura 6.23: Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de  $f_s$ .



(a) Teórico.

(b) Simulado.



(c) Experimental.

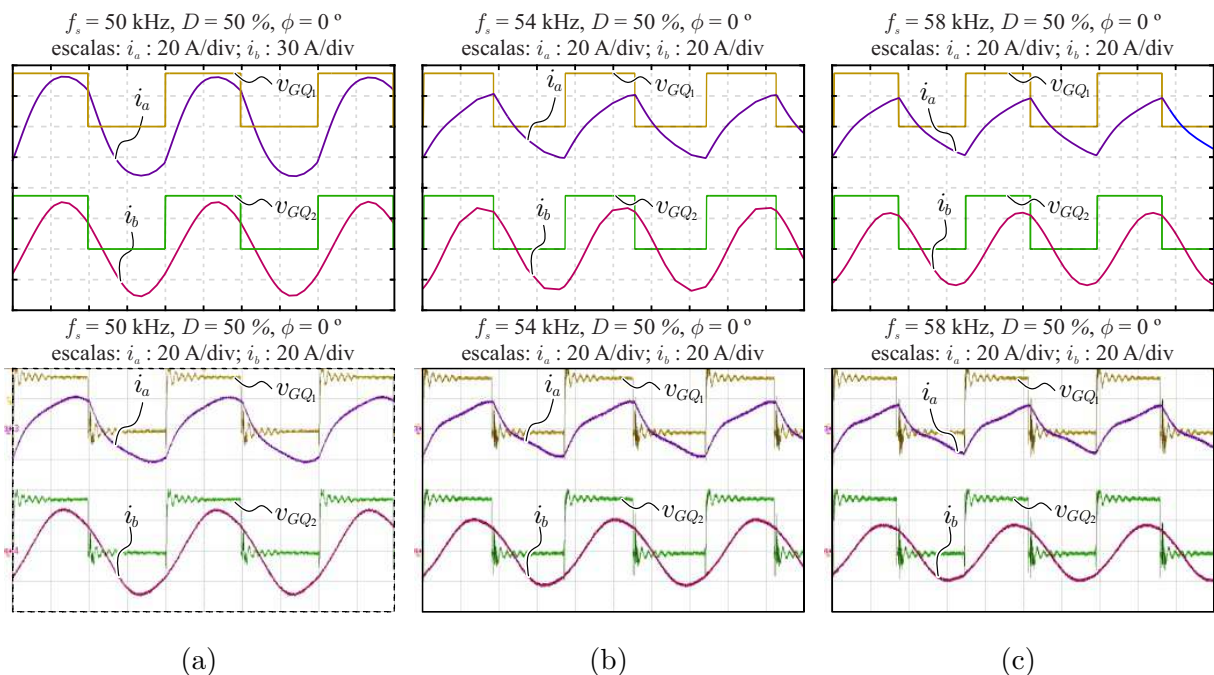
Pela avaliação das curvas ilustradas nas Figs. 6.23(a)-(c), ver-se, novamente, a similaridade com relação ao comportamento teórico, simulado e experimental, fazendo, assim, mais uma validação de todas as considerações e equacionamentos apresentados, bem como,

principalmente, do modelo utilizado para a estrutura magnética.

### Visualização dos comportamentos das correntes dos tanques

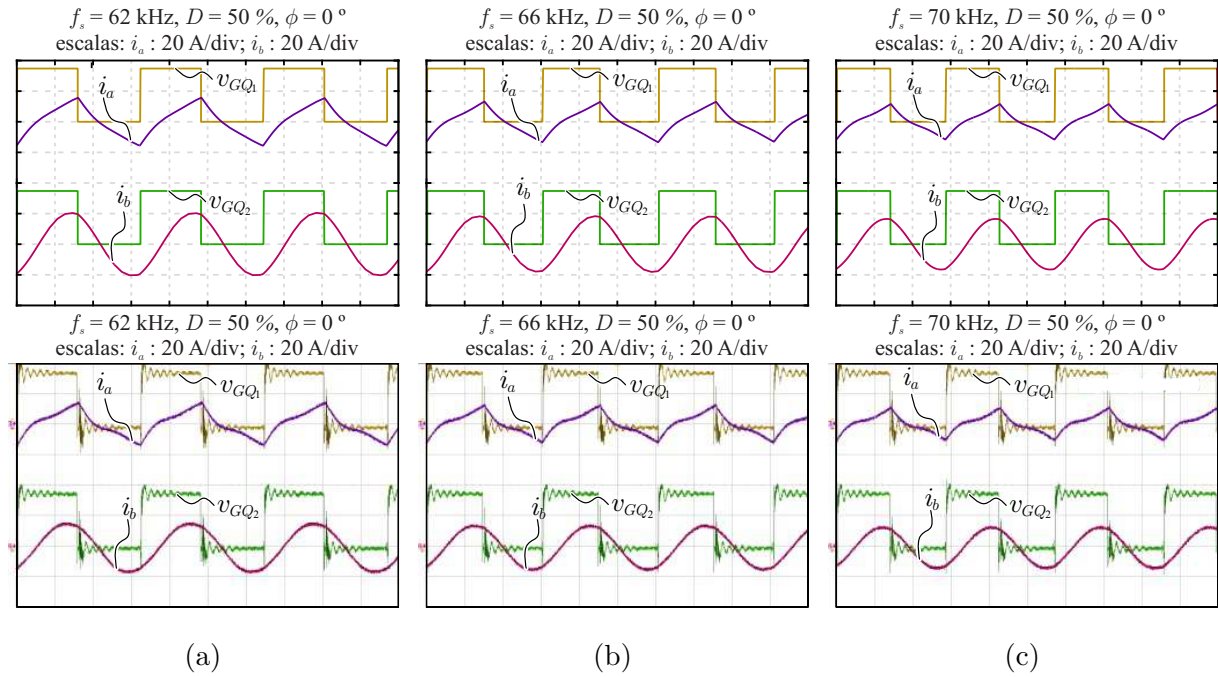
A validação do modelo utilizado para a estrutura magnética é comprovada, novamente, baseado-se nos comportamentos das correntes nos tanques ressonantes simulados e experimentais, apresentados nas Figs. 6.24(a)-c e 6.25(a)-(c).

Figura 6.24: Resultados de simulação e experimentais para  $f_s = 50\text{-}54\text{-}58$  kHz,  $D = 50\%$  e  $\phi = 0^\circ$ .



Observando os valores das amplitudes das correntes, simuladas e experimentais, ver-se algumas diferenças, principalmente para os valores próximos aos de operação com altas potências, que são dadas pelo motivo de que na simulação foram utilizados apenas valores das resistências e indutâncias equivalentes na frequência de chaveamento. Esses valores como se observa nas Figs. 6.3(a) e (b) sofrem variações, principalmente as resistências, a medida que se realiza o aumento da frequência. Devido a diferença nos valores das resistências as amplitudes das correntes serão diferentes. Ainda observado os valores da Fig. 6.3(a), especificamente, as variações dos valores das indutâncias variam com a frequência, porém, não tão quanto às resistências, devido a esse comportamento, as oscilações são semelhantes, experimental e simulado.

Figura 6.25: Resultados de simulação e experimentais para  $f_s = 62\text{-}66\text{-}70$  kHz,  $D = 50\%$  e  $\phi = 0^\circ$ .



### 6.5.3 Resultados pela variação de $D$

A segunda avaliação é feita pela variação de  $D$ . Serão verificados os mesmos comportamentos que aqueles apresentados quando da variação de  $f_s$ .

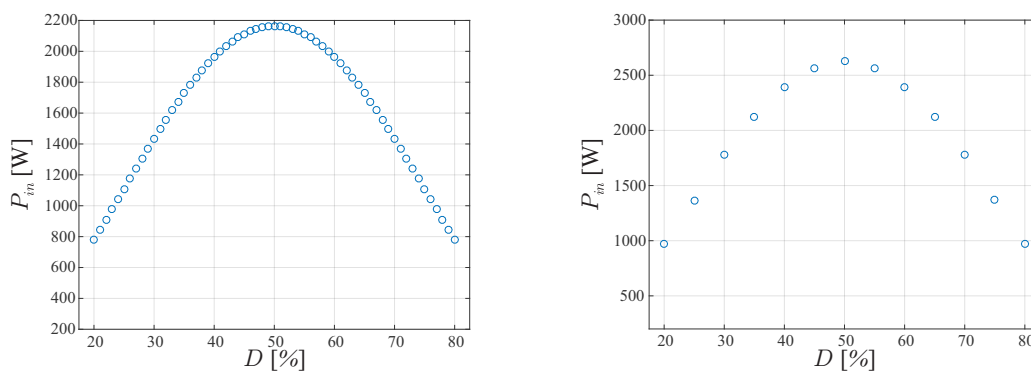
#### Potência de entrada, FP e THD da corrente de entrada

O comportamento da potência de entrada pela variação de  $D$  em tensão nominal, ilustrados nas Figs. 6.26(a)-(c), possui simetria em  $D = 50\%$ , similar aos apresentados nas Figs. 6.18(a) e (b), quando da colocação de uma frequência de chaveamento fixa.

Ocorre novamente diferenças com relação aos valores teórico, simulado e experimental, pelos mesmos motivos descritos na avaliação com  $f_s$  variando. A potência máxima obtida quando  $D = 50\%$  possui seus valores reduzidos a medida que se aumenta ou se diminui o mesmo, onde para  $D = 80\%$  ou  $D = 20\%$  os valores de potências são de aproximadamente 630 W.

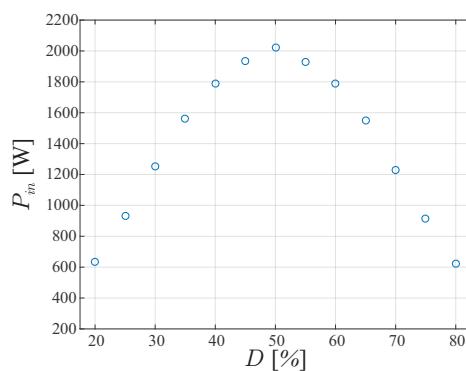
A verificação dos valores obtidos do FP e da THD da corrente de entrada, experimentalmente, são visualizados pelas Figs. 6.27(a) e (b), onde se nota que o FP, novamente, possui

Figura 6.26:  $P_{in}$  pela variação de  $D$ .



(a) Teórico.

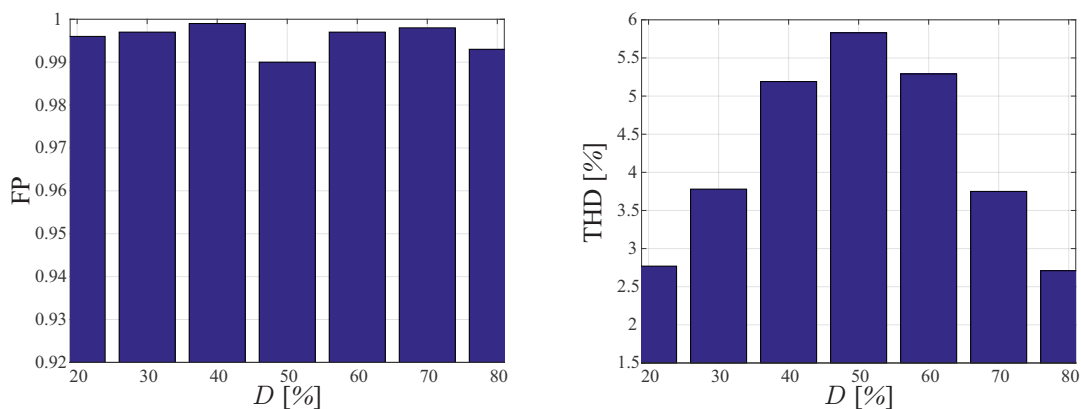
(b) Simulado.



(c) Experimental.

valores muito próximo do unitário, e a THD possui baixos valores.

Figura 6.27: Valores pela variação de  $D$  do(a):



(a) FP.

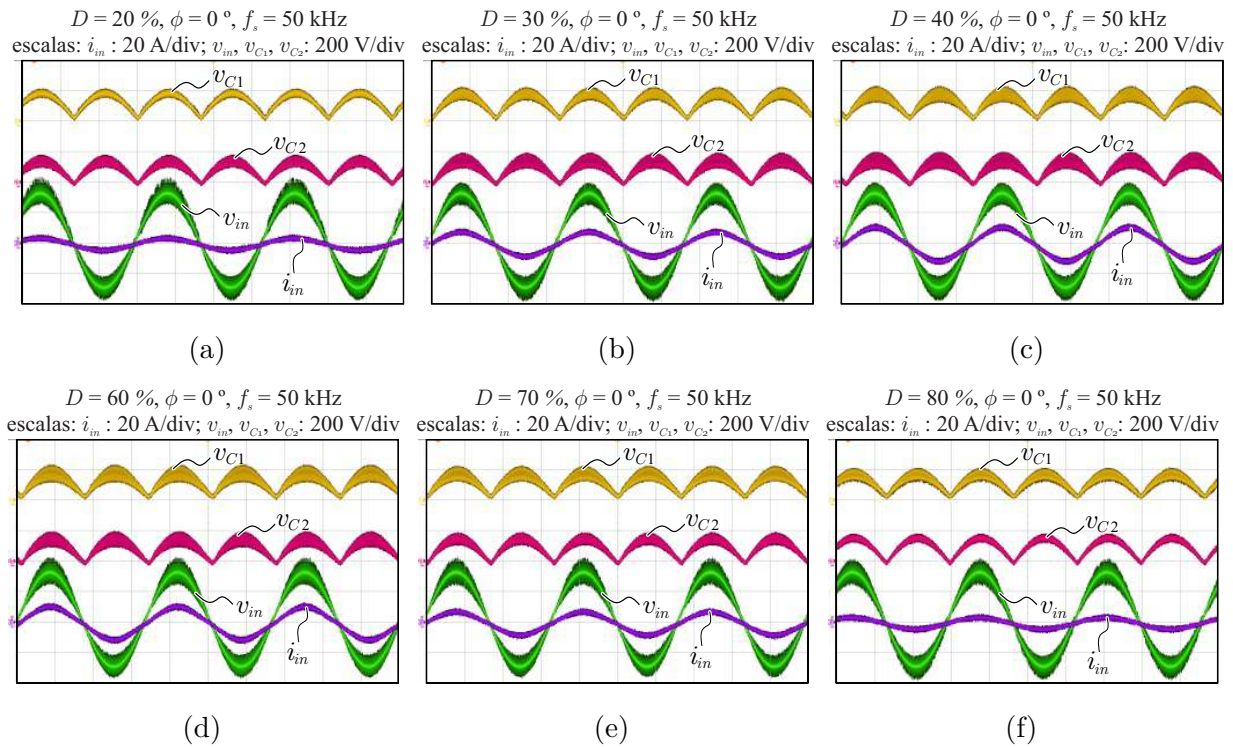
(b) THD.

Novamente, o comportamento do FP próximo do unitário realiza a validação das considerações realizadas. Apesar de ter sido mantida a frequência de chaveamento em 50 kHz, verifica-se que pela variação de  $D$  ocorre a diminuição da THD. Esse comportamento é es-

perado, pois quando  $D$  aumenta ou diminui ocorre uma maior distribuição dos valores de amplitude das harmônicas, os quais serão mais atenuados pelo filtro de entrada.

Para uma visualização das formas de onda da tensão e corrente de entrada e das tensões nos capacitores do barramento não suavizados, são apresentadas as Fig. 6.28(a)-(f).

Figura 6.28: Comportamento de  $v_{in}$ ,  $i_{in}$ ,  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  pela variação de  $D$ .



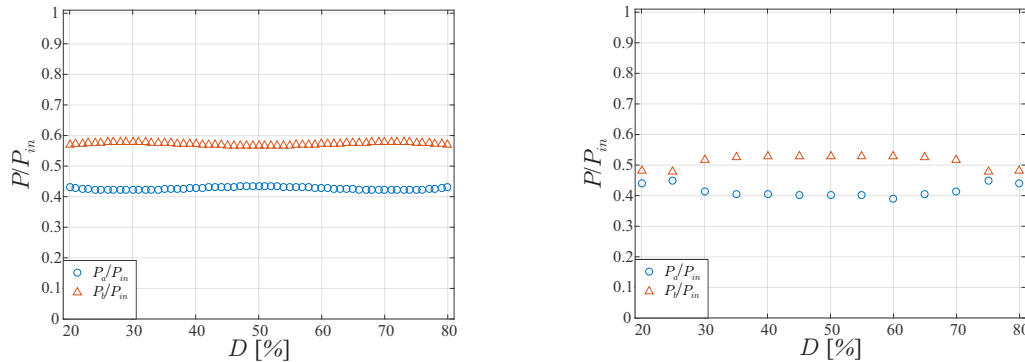
Nas figuras apresentadas, constata-se que a corrente de entrada está em fase com a tensão, caracterizando o FP muito próximo do unitário. Com relação às tensões dos capacitores do barramento, é observado novamente que a medida que ocorre a diminuição da potência, pela variação de  $D$ , os valores das ondulações de tensão sobre os mesmos é minimizada, porém agora observa-se que as ondulações em  $C_1$  e  $C_2$  possuem diferenças com relação à  $D$ , se observada a Fig. 6.28(a) a ondulação de tensão é menor em  $C_1$ , e se observada a Fig. 6.28(f) a ondulação de tensão é menor em  $C_2$ , isso devido a colocação dos capacitores conectados aos tanques por durações de tempos diferentes.

### Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência

As distribuições de potência entre os tanques ressonantes são apresentados nas Figs. 6.29(a)-(c), onde pode ser observado, o comportamento similar entre as os resultados teórico,

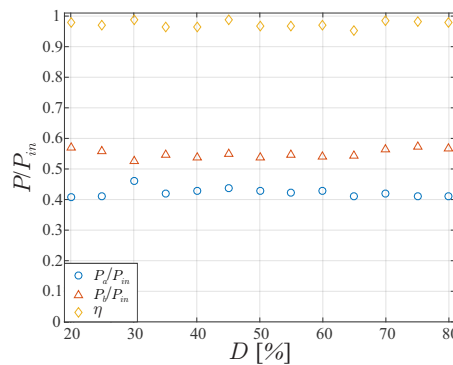
simulado e experimental. Observando os resultados simulados para  $D > 70\%$  e  $D < 30\%$ , é perceptível uma diferença razoável no comportamento da distribuição das potências. O mesmo é devido ao problema relatado anteriormente com relação às indutâncias e resistências obtidas experimentalmente.

Figura 6.29: Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de  $D$  com  $f_s = 50\text{ kHz}$  e  $\phi = 0^\circ$ .



(a) Teórico.

(b) Simulado.



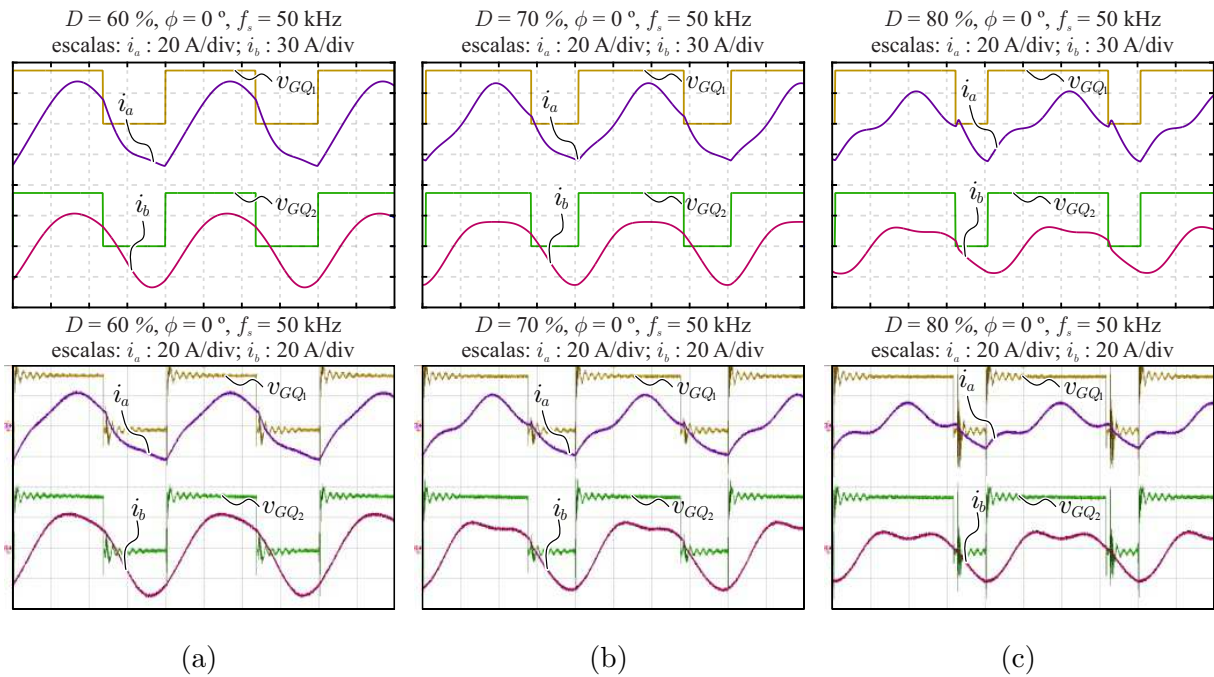
(c) Experimental.

A eficiência do conversor obteve melhores valores do que quando da variação de  $f_s$ . Esse comportamento é devido ao chaveamento dissipativo no instante de bloqueio dos transistores, e quando foi aumentada a frequência de chaveamento, as perdas foram aumentadas, enquanto que pela variação de  $D$ , as perdas se mantiveram quase que as mesmas.

### Visualização dos comportamentos das correntes dos tanques

Novamente, observa-se a validação do modelo utilizado para a estrutura magnética, agora pela variação de  $D$ , onde se tem as formas de onda das correntes nos tanques ilustradas nas Figs. 6.30(a)-(c).

Figura 6.30: Resultados de simulação e experimentais para  $\phi = 0^\circ$ ,  $f_s = 50$  kHz e  $D = 60 - 70 - 80$  %.



Oo limiar da operação em ZVS é possível de se visto Fig. 6.30(c), observando-se as correntes nos dois tanques nos instantes que a chave  $Q_1$  era colocada em bloqueio a corrente estava próxima de zero, próxima de ser tornar negativa. Ocorre a mesma diferença no comportamento das correntes pela variação de  $D$ , comparando o resultado de simulação pelo experimental. As diferenças comentadas nas distribuição de potências pode se observado pelo resultado da simulação na Fig. 6.30(c), cuja explicação é uma operação é ZCS.

#### 6.5.4 Resultados pela variação de $\phi$

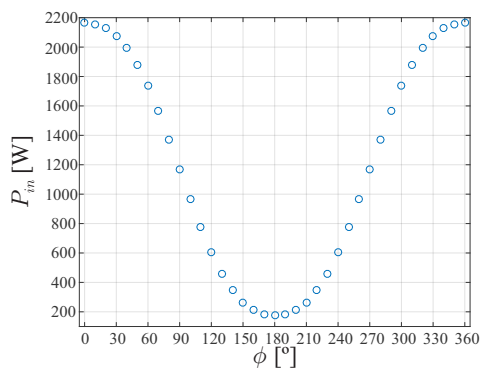
Sendo o controle pela defasagem  $\phi$  uma das principais características de controle, tanto da parte magnética proposta quanto do conversor proposto, finaliza-se as verificações dos comportamentos das variáveis, que anteriormente foram tratadas.

#### Potência de entrada, FP e THD da corrente de entrada

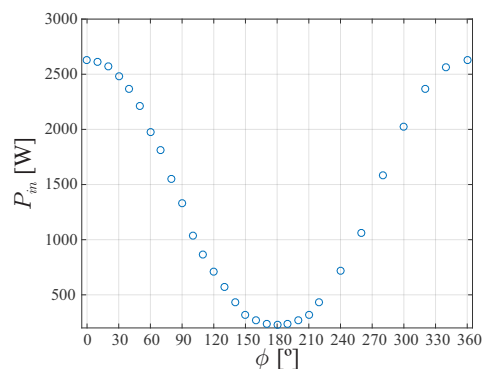
Os comportamentos da potência de entrada pela variação de  $\phi$  são ilustrados nas Figs. 6.31(a)-(c). Das comparações anteriores apresentadas, é a que mais houve discrepância, quando dos valores obtidos teoricamente, e por simulação, comparados aos obtidos experi-

mentalmente. Essa discrepância é observada no comportamento para o valor de  $\phi$  entre 160 a 210°, onde não houve o decaimento com posterior ascensão centrada em  $\phi = 180^\circ$ .

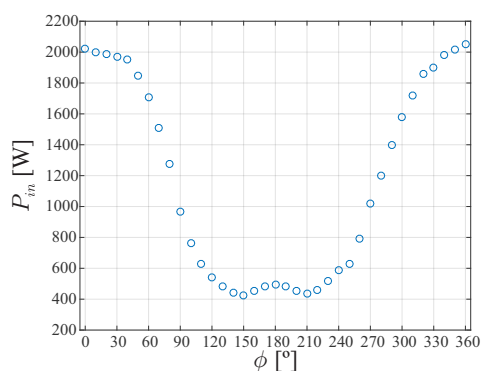
Figura 6.31:  $P_{in}$  pela variação de  $\phi$ .



(a) Teórico.



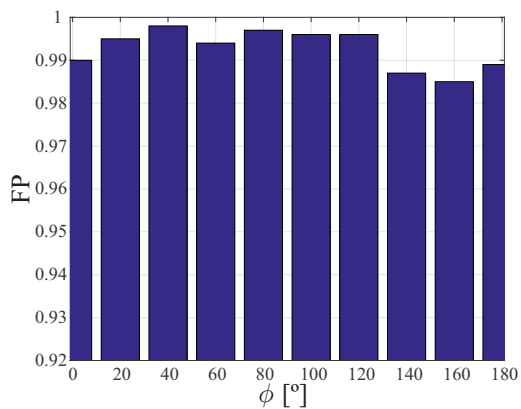
(b) Simulado.



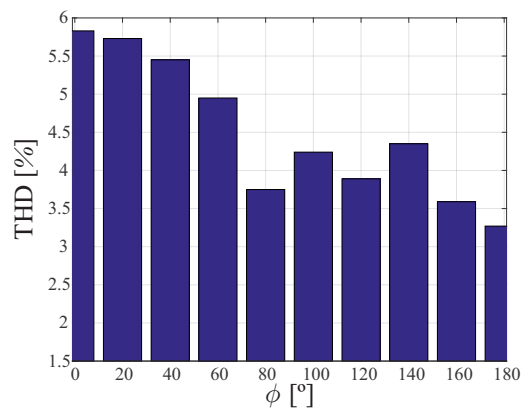
(c) Experimental.

A verificação dos valores obtidos do FP e da THD da corrente de entrada são visualizados na Fig. 6.32.

Figura 6.32: Valores pela variação de  $\phi$  do:

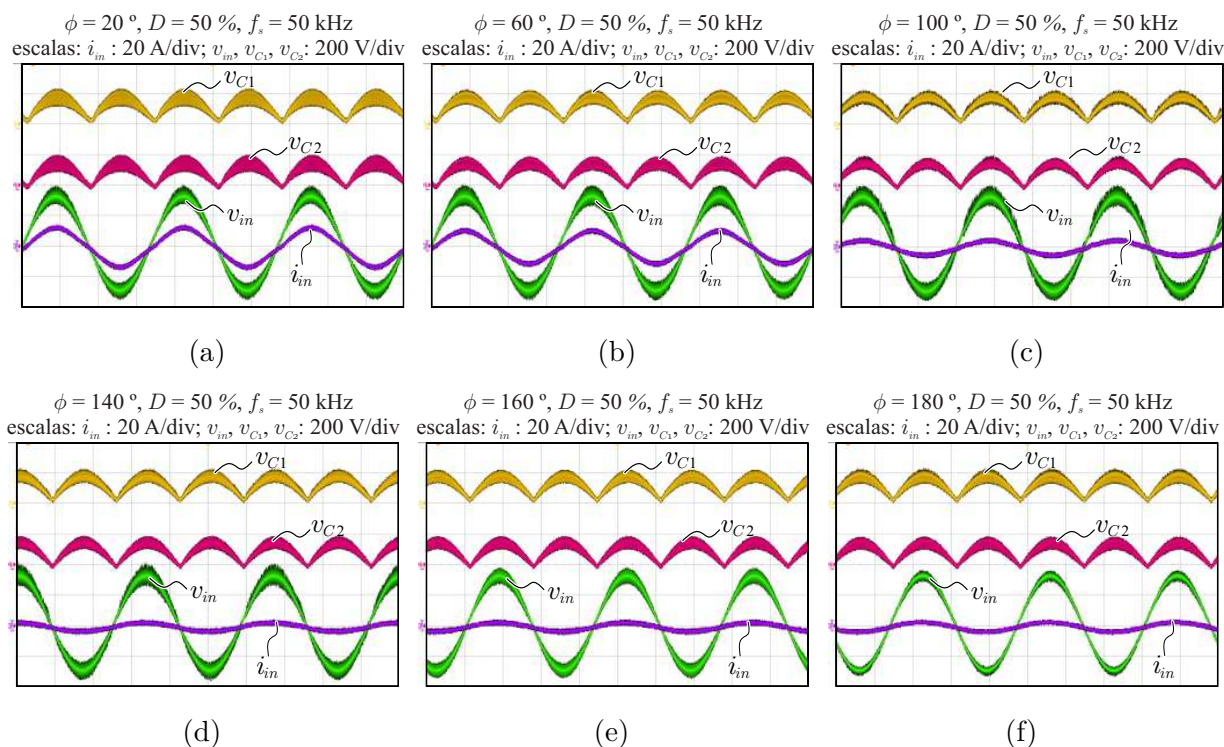


(a) FP.



(b) THD.



Figura 6.33: Comportamento de  $v_{in}$ ,  $i_{in}$ ,  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  pela variação de  $D$ .


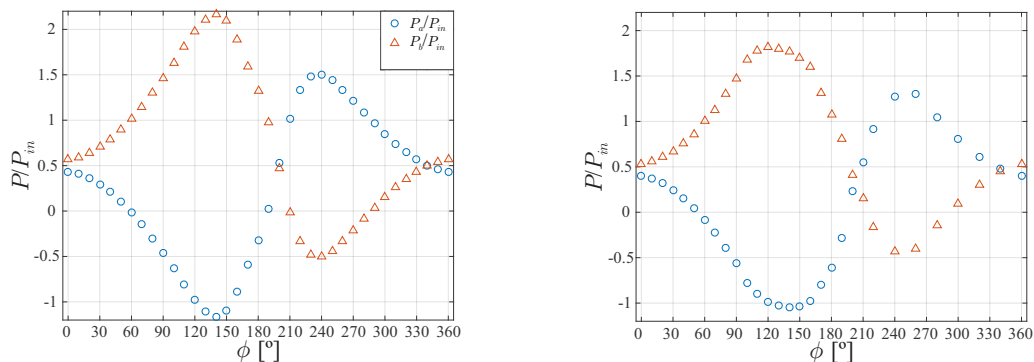
Se comparado as oscilações de tensão nos capacitores do barramento não suavizados com relação aos comportamentos anteriores, quando da variação de  $f_s$  e  $D$ , para os valores de menores potências, a oscilação de tensão no controle por  $\phi$  apresenta valores maiores, isso devido a diminuição dos instantes de carregamento linear dos capacitores, sendo que para  $\phi = 180^\circ$ , não há tal instante, sendo os capacitores conectados sempre a um dos dois tanques ressonantes. Não se chegou a uma conclusão final do porque ocorreu o erro acima descrito, porém, o mesmo pode estar relacionado a alta ineficiência nesses pontos de operação.

### Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência

O controle por  $\phi$  apresentou uma característica de distribuição bastante peculiar, como ilustrados nas Fig. 6.34(a)-(c), onde as potências normalizadas distribuídas possuíam valores maiores que um e menores que zero.

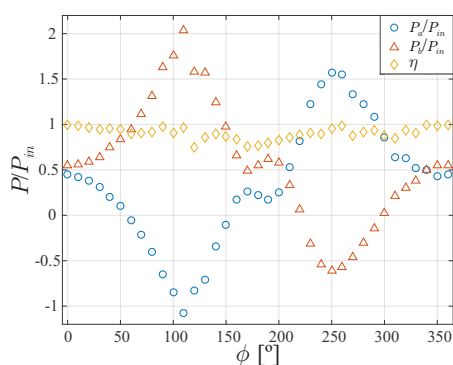
Esse comportamento é devido ao comportamento da impedância de entrada em cada tanques ressonante. Quando obtidos os valores negativos de potência, a impedância de entrada possui comportamento de parte real negativa, ou seja, a fase da impedância de entrada está em uma região do plano  $j\omega$  entre  $90-270^\circ$ . Os valores da eficiência possuíam

Figura 6.34: Distribuição das potências entre os tanques ressonantes e eficiência pela variação de  $\phi$ .



(a) Teórico.

(b) Simulado.



(c) Experimental.

um comportamento diferente da uniformidade quando da variação de  $f_s$  e  $D$ , a explicação para isso é que com a variação de  $\phi$  ocorrerá operações em ZCS, como serão apresentadas, resultando em perdas de chaveamento. Além disso os valores das amplitudes das corrente em cada um dos tanques serão aumentadas a medida que  $\phi$  aumenta, resultando em maiores perdas por condução.

### Visualização dos comportamentos das correntes dos tanques

As correntes nos tanques ressonantes pela variação de  $\phi$  são ilustradas nas Figs. 6.35, 6.36, 6.37, 6.38, 6.39 e 6.40.

Figura 6.35: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50$  kHz e  $\phi = 10$ -20-30°.

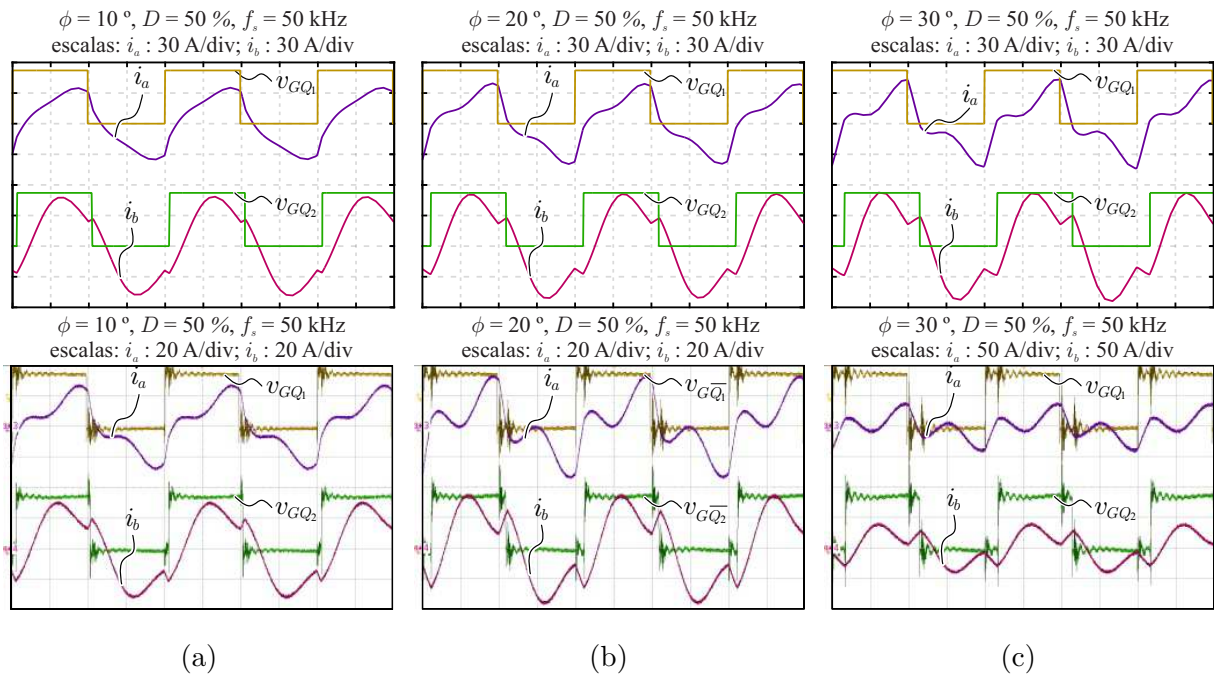


Figura 6.36: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50$  kHz e  $\phi = 40$ -50-60°.

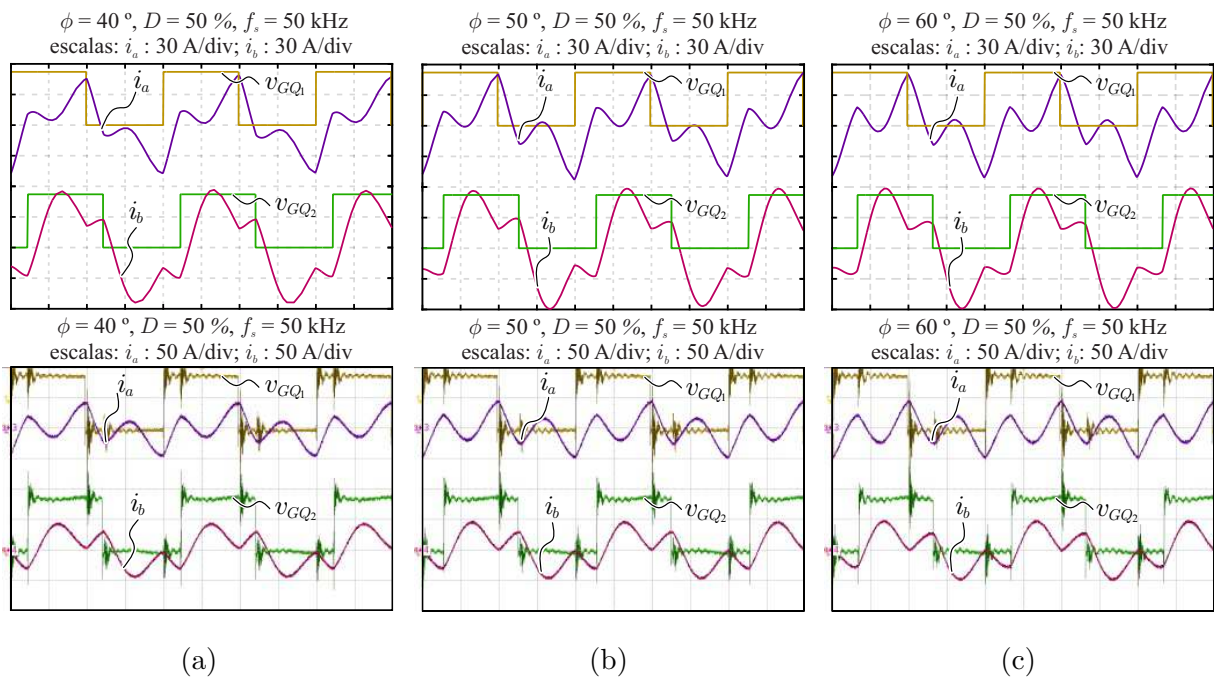


Figura 6.37: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50$  kHz e  $\phi = 70$ - $80$ - $90^\circ$ .

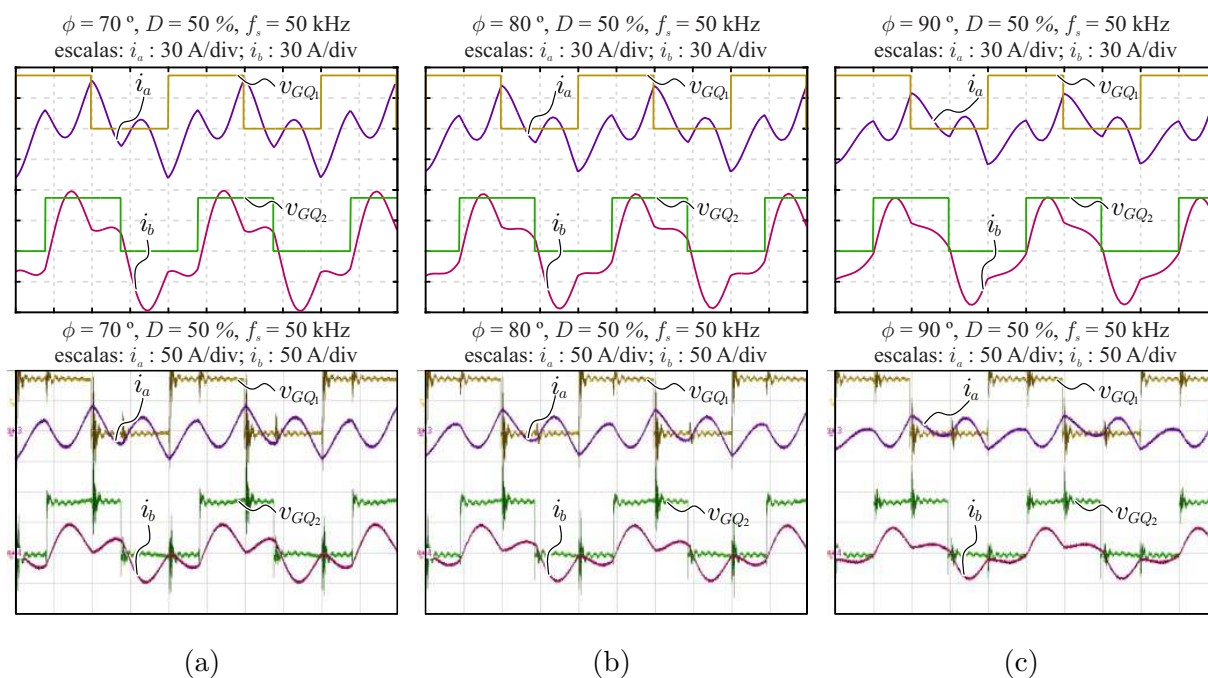


Figura 6.38: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50$  kHz e  $\phi = 100$ - $110$ - $120^\circ$ .

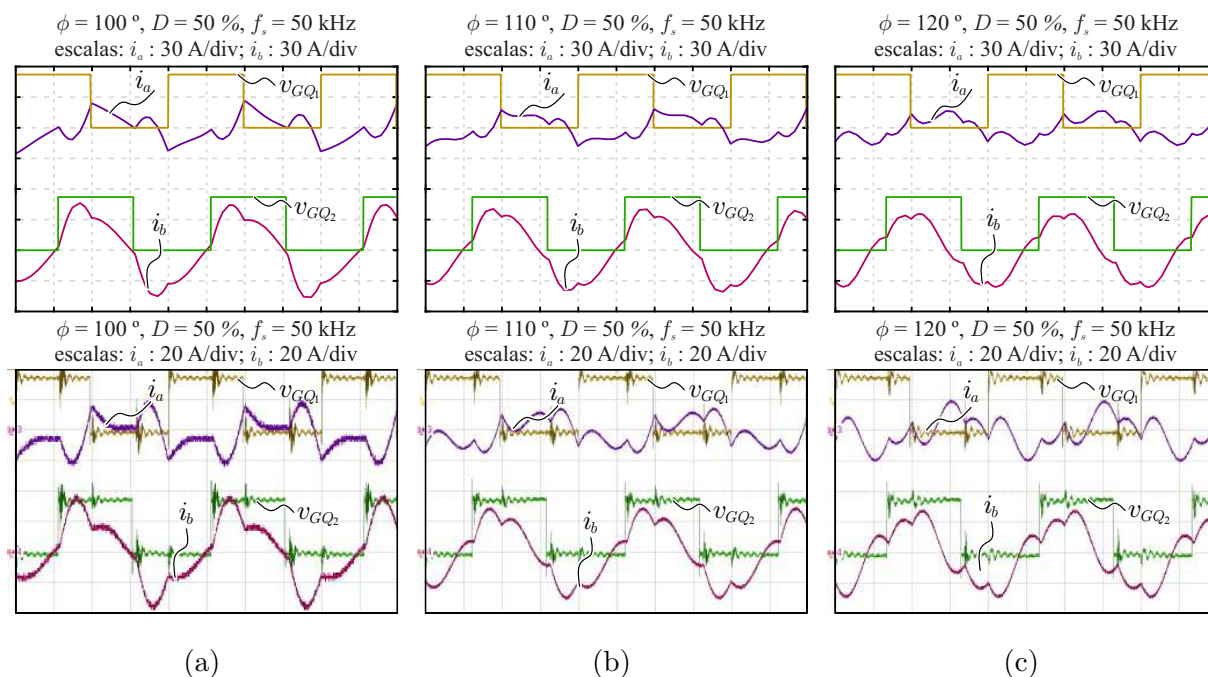


Figura 6.39: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50\text{ kHz}$  e  $\phi = 130\text{-}140\text{-}150^\circ$ .

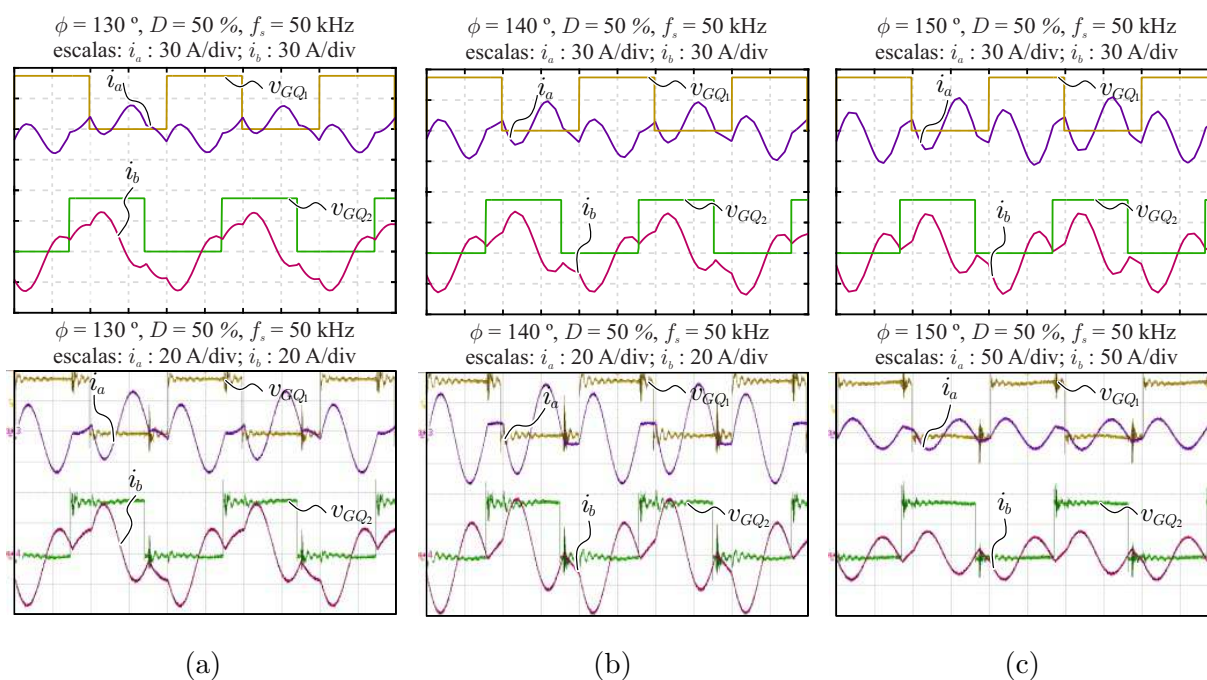
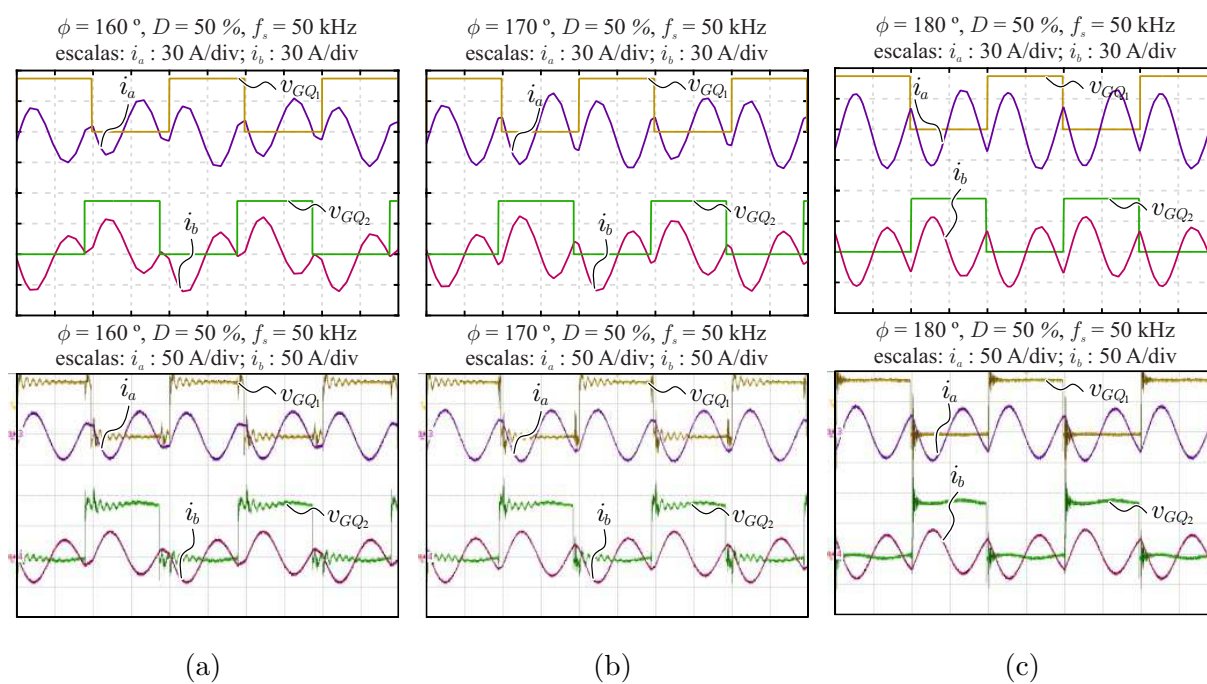


Figura 6.40: Resultados de simulação e experimentais para  $D = 50\%$ ,  $f_s = 50\text{ kHz}$  e  $\phi = 160\text{-}170\text{-}180^\circ$ .



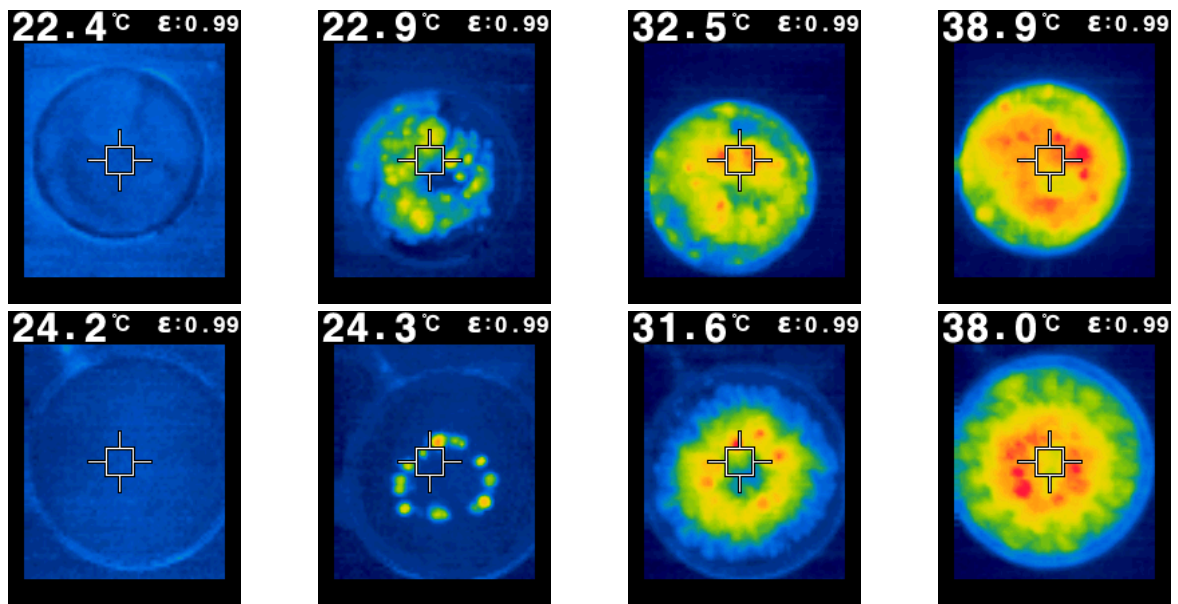
É observada a variação do comportamento oscilatório nas correntes dos tanques, à medida que ocorre o aumento de  $\phi$ , o que caracteriza uma mudança de impedância de entrada. Isso é mais perceptível quando  $\phi = 180^\circ$ , onde ocorria duas oscilações durante a condução das chaves. Esse comportamento é obtido quando a impedância de entrada possui característica com predominância capacitiva, e a frequência de ressonância possui o dobro da frequência de chaveamento, tal comportamento oscilatório durante as conduções das chaves é denominado de operação em roda livre, pois as correntes passam pelo transistor e diodo de corpo do mesmo, durante o instante de condução. Como observado nas Figs. 6.38(b) e (c) e Figs. 6.39(a) e (b), a operação era em chaveamento ZCS, que quando observada a eficiência nesses pontos, a mesma possui baixos valores.

## 6.6 Aquecimento em Potência Nominal

Como o objetivo da construção do conversor é o aquecimento de painéis, foram tiradas fotografias em câmera térmica da evolução da temperatura na mesma. Para se realizar um comparativo, um fogão comercial com potência similar foi adquirido, onde as fotos térmicas também foram tiradas. As Figs. 6.41 - 6.44 são os resultados da verificação realizada, onde a foto superior é o aquecimento proporcionado pelo conversor proposto, e a inferior pelo fogão comercial. A avaliação foi feita com a mesma panela e uma quantidade de 500 ml de água para ambas as comparações.

Já no início do aquecimento, observa-se o comportamento proporcionado pela diferença da área da bobina. Como as bobinas projetadas foram dimensionadas de tal forma que toda a área da base da panela realizasse interação com as mesmas, o aquecimento de toda a base da panela é observado na Figs. 6.41(c) e (d). Com relação ao fogão comercial, foi verificado que a bobina possuía menores dimensões, o que é visto pelo aquecimento concentrado nas mesmas figuras. Após dois minutos e trinta segundos, a temperatura atingiu valor superior a  $90^\circ\text{C}$ , o que comprova a eficiência em tempo proporcionada pelo aquecimento indutivo, e como observado, também, corre uma melhor distribuição do aquecimento da água.

Figura 6.41: Foto térmica para o aquecimento da panela entre 0-30 segundos.



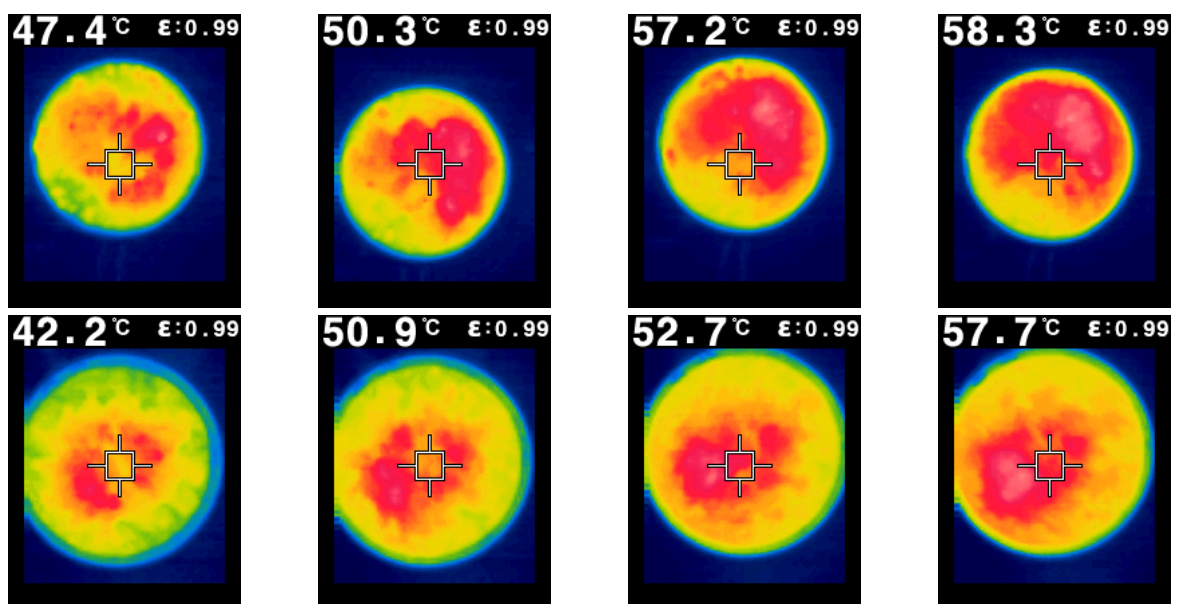
(a) 0 segundos.

(b) 10 segundos.

(c) 20 segundos.

(d) 30 segundos.

Figura 6.42: Foto térmica para o aquecimento da panela entre 40-70 segundos.



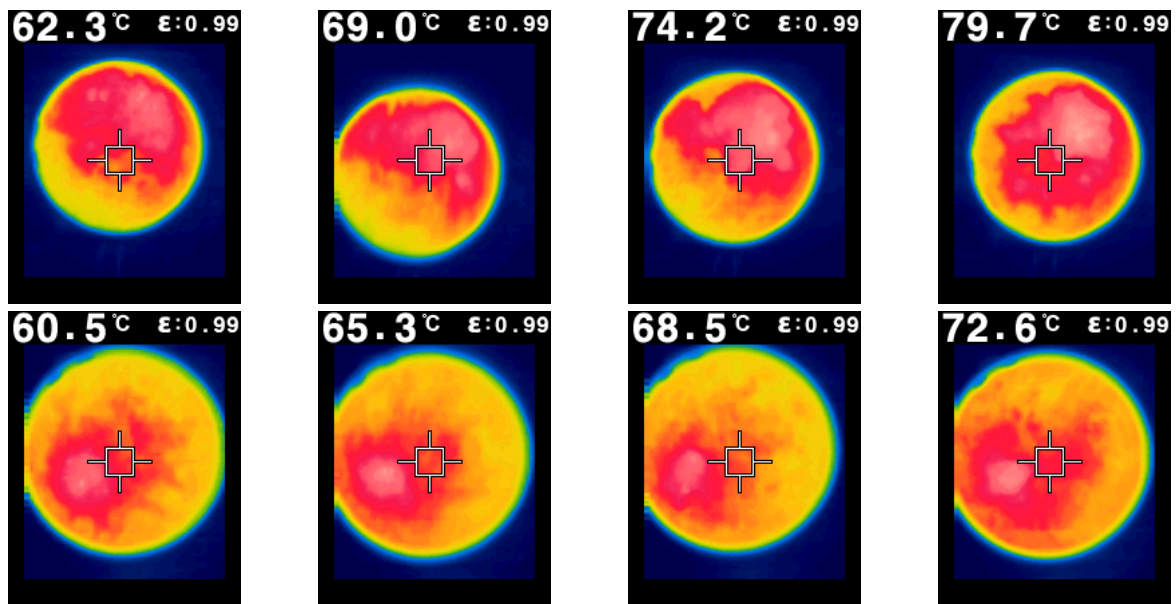
(a) 40 segundos.

(b) 50 segundos.

(c) 60 segundos.

(d) 70 segundos.

Figura 6.43: Foto térmica para o aquecimento da panela entre 80-110 segundos.



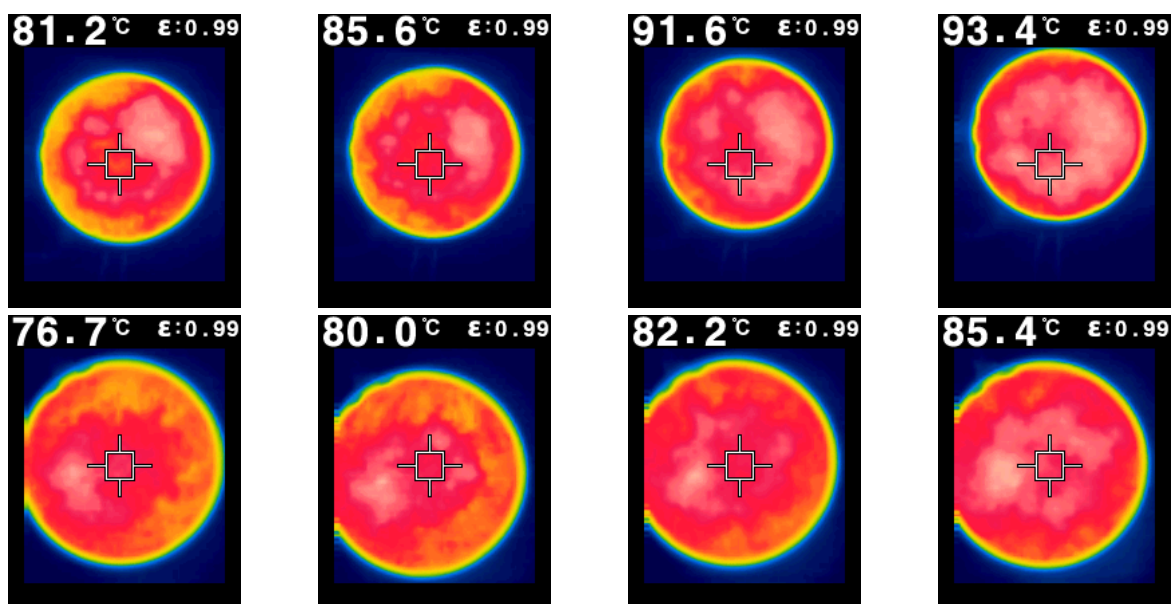
(a) 80 segundos.

(b) 90 segundos.

(c) 100 segundos.

(d) 110 segundos.

Figura 6.44: Foto térmica para o aquecimento da panela entre 120-150 segundos.



(a) 120 segundos.

(b) 130 segundos.

(c) 140 segundos.

(d) 150 segundos.



## 6.7 Conclusão

Neste capítulo, foi feita a avaliação experimental de toda a estrutura proposta nesse trabalho.

Foram verificados os comportamentos relevantes tanto para o aquecimento indutivo, as correntes alternadas em alta frequência, proporcionadas pelos tanques ressonantes, assim como, para a qualidade de energia que suprída pela rede, com a apresentação dos comportamentos da corrente de entrada e os fatores que fazem a mensuração desse comportamento em relação à tensão de entrada, o FP e a THD.

Como foi verificado, o controle da potência de entrada varia com relação às três variáveis de controle utilizadas para operação do conversor, e essas variáveis, por sua vez, realizam uma distribuição da potência processada entre as duas meias pontes do conversor.

A eficiência proporcionada pelo chaveamento não dissipativo ZVS teve sua comprovação dentro de todos os tipos de operação, a o problema do chaveamento ZCS também foi verificado, e verificando sua operação inferior ao do ZVS.

Sendo assim, formou-se uma base prática para a avaliação de uma posterior estratégia de controle para a operação do conversor, onde, baseado nos comportamentos de distribuição de potência, uma distribuição igualitária entre as duas meias pontes pode ser obtido.

# 7

## CONCLUSÃO GERAL

Ao final deste trabalho, obteve-se um breve detalhamento sobre o fenômeno do aquecimento indutivo, e algumas topologias de conversores disponibilizadas na literatura que proporcionam as características desejadas para se gerar o fenômeno, cujo estudo foi necessário para se obter o conversor que foi proposto. Foram apresentados os estágios de operação do conversor proposto, do modelo equivalente da estrutura magnética proposta, o dimensionamento e as considerações necessárias para se realizar a verificação do funcionamento do sistema de aquecimento proposto.

Apresentou-se, por meio de resultados de simulação e experimentais, a operação do conversor proposto, validando as considerações tomadas para a caracterização dos estágios de operação, assim como do circuito equivalente para a estrutura magnética. Verificou-se que em alguns casos de operação uma bobina apresentava caráter de geração enquanto a outra de consumo de potência, onde mais estudos devem ser realizados para se verificar alguma possível vantagem desse comportamento.

Desta forma, conclui-se que o trabalho contribui para a teoria de conversores ressonantes, com características de operação diferenciada das demais.

## 7.1 Trabalhos futuros

A partir do que foi alcançado nesse trabalho, projeta-se o que pode ser aprofundado ou adicionado aos estudos dos conversores ressonantes, não somente para a utilização no aquecimento indutivo, mas também, para possíveis conversores CA-CC e CC-CC, dada a utilização do tanque por indutâncias acopladas.

Em relação ao capítulo 4, pode-se acrescentar estudos mais detalhados sobre o barramento capacitivo não suavizado, e um estudo comparativo utilizando outros tipos de filtro passivo de entrada, levando à resultados que otimizem a seleção dos componentes de interesse, assim como, de cálculos analíticos relacionados à qualidade da energia demandada da rede.

O Capítulo 5, que se refere ao sistema de aquecimento proposto, cabe um estudo analítico para a obtenção dos valores dos componentes magnéticos relacionados à estrutura, que também, pode ser expandido para bobinas não planares, como as bobinas solenóides, utilizadas para o processo de aquecimento de peças cilíndricas e aquecimento de água. Com relação ao conversor, a finalização do equacionamento, apresentando as soluções das equações diferenciais pode ser alvo de estudos. Uma avaliação de perdas, por condução dos semicondutores de chaveamento, pode ser acrescida, assim como das perdas comentadas pelos instantes de *turn off* das chaves. Uma avaliação com relação à introdução de capacitores de *snubber* nos IGBT pode ser também realizada, e um estudo sobre as perdas dadas pela energia armazenada nos mesmos também é válido. O princípio da utilização de bobinas acopladas pode ser expandido para os estudos que tratam da transferência de energia sem fio.

Além do que foi apresentado, cogita-se os estudos experimentais de estruturas trifásicas, multi-níveis, outras topologias, e com diferentes esquemas de controle, onde também, será introduzido a parte de instrumentação para se realizar o controle adequado do conversor.

Por fim, resume-se o que se projeta para os trabalhos futuros:

- Equacionamento temporal, que gerará a avaliação em plano de fase, do conversor;
- Melhoramento do prótipo: organização, filtragem eletromagnética, pontos de sobreaquecimento, dispositivos semicondutores, capacitores e indutores;

- Estudo de técnicas de otimização de chaveamento;
- Estrutura magnética com mais bobinas acopladas.

# Referências Bibliográficas

- ACERO, J.; ALONSO, R.; BARRAGAN, L. A. e BURDIO, J. M., Modeling of Planar Spiral Inductors Between Two Multilayer Media for Induction Heating Applications, **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 42, n. 11, p. 3719–3729 (2006).
- ACERO, J.; ALONSO, R.; BARRAGAN, L. A.; BURDIO, J. M. e LLORENTE, S., Electromagnetic induction of planar windings with cylindrical symmetry between two half-spaces, **Journal of Applied Physics**, , n. 103, (2008).
- ALBATHERM (Acessado em 25/09/2017) PRINCÍPIOS FÍSICOS DO AQUECIMENTO INDUTIVO.
- ANG, S. E OLIVA, A., **Power-Switching Converters - 2ed**, Electrical and computer engineering, Taylor & Francis (2005).
- BERES, R. N.; WANG, X.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. e BAK, C. L., A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters, **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 54–69 (2016).
- BISWAS, S. K.; BASAK, B. e RAJASHEKARA, K. S., Gate drive methods for IGBTs in bridge configurations, In: PROCEEDINGS OF 1994 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING (1994), pp. 1310–1316 vol.2.
- BOLSENS, B.; BRABANDERE, K. D.; KEYBUS, J. V. D.; DRIESEN, J. e BELMANS, R., Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 4, p. 1032–1040 (2006).
- CHANNEGOWDA, P. e JOHN, V., Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 4106–4114

- (2010).
- CHOI, W. (2016) How To Avoid MOSFET Failures In LLC Resonant Converters.
- DEWAN, S. B., Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-17, n. 3, p. 282–288 (1981).
- E R. ORUGANTI E F. C. Y. LEE, K. H. L., Quasi-Resonant Converters-Topologies and Characteristics, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. PE-2, n. 1, p. 62–71 (1987).
- FRANKLIN, G.; POWELL, J. e EMAMI-NAEINI, A., **Sistemas de Controle para Engenharia - 6ed**, Bookman Editora (2013).
- GRANT, D.A. E GOWAR, J., **Power MOSFETS: theory and applications**, Wiley Interscience publication, Wiley (1989).
- GRAOVAC, D.; PÜRSCHEL, M. e KIEP, A. (2006) Mosfet Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters.
- HAN, W.; CHAU, K. T.; ZHANG, Z. e JIANG, C., Single-Source Multiple-Coil Homogeneous Induction Heating, **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 53, n. 11, p. 1–6 (2017).
- HAYT JR., W. H. e BUCK, J. A., **Eletromagnetismo**, McGraw Hill Brasil (2003).
- HENZE, C. P.; MARTIN, H. C. e PARSLEY, D. W., Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1988. APEC '88. CONFERENCE PROCEEDINGS 1988., THIRD ANNUAL IEEE (1988), pp. 33–40.
- KNABBEN, G. C., **MICROINVERSOR FOTOVOLTAICO NÃO ISOLADO DE DOIS ESTÁGIOS**, Universidade Federal de Santa Catarina Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Dissert. de Mestrado.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F. e HANSEN, S., Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291 (2005).
- LOPE, I.; ACERO, J. e CARRETERO, C., Analysis and Optimization of the Efficiency

- of Induction Heating Applications With Litz-Wire Planar and Solenoidal Coils, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5089–5101 (2016).
- LUCÍA, O.; BURDÍO, J. M.; MILLÁN, I.; ACERO, J. e BARRAGÁN, L. A., Efficiency-Oriented Design of ZVS Half-Bridge Series Resonant Inverter With Variable Frequency Duty Cycle Control, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 7, p. 1671–1674 (2010).
- LUCÍA, O.; MAUSSION, P.; DEDE, E. J. e BURDÍO, J. M., Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 5, p. 2509–2520 (2014).
- MISHIMA, T.; NAKAGAWA, Y. e NAKAOKA, M., A bridgeless BHB ZVS-PWM AC-AC converter for high-frequency induction heating applications and non-smoothed DC-Link characteristics, In: 2015 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC) (2015), pp. 1700–1706.
- MIWA, B. A.; OTTEN, D. M. e SCHLECHT, M. E., High efficiency power factor correction using interleaving techniques, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1992. APEC '92. CONFERENCE PROCEEDINGS 1992., SEVENTH ANNUAL (1992), pp. 557–568.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. e ROBBINS, W., **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**, n<sup>o</sup> v. 1 In Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons (2003), ISBN 9780471429081.
- NILSSON, J. e RIEDEL, S., **Circuitos Eletricos - 8ed**, PEARSON BRASIL (2008).
- OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A. e NAWAB, S., **Sinais e sistemas**, Prentice-Hall (2010).
- PLESHIVTSEVA, E. R. Y., **Optimal Control of Induction Heating Processes**, 1<sup>o</sup> edic., Mechanical Engineering 201, CRC/Taylor e Francis (2007).
- PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D. e MANIAS, S., A novel passive waveshaping method for single-phase diode rectifiers, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 37, n. 6, p. 521–530 (1990).
- REDL, R. e BALOGH, L., Power-factor correction in bridge and voltage-doubler rectifier circuits with inductors and capacitors, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1995. APEC '95. CONFERENCE PROCEEDINGS

- 1995., TENTH ANNUAL (1995), nº 0, pp. 466–472 vol.1.
- RUDNEV, V.; LOVELESS, D.; COOK, R. e BLACK, M., **Handbook of Induction Heating**, Manufacturing Engineering and Materials Processing, CRC Press (2002).
- SADIKU, M., **Elementos de Eletromagnetismo - 3 ed**, Bookman (2004).
- SAHA, B.; KWON, S. K.; AHMED, N. A.; OMORI, H. e NAKAOKA, M., Commercial Frequency AC to High Frequency AC Converter With Boost-Active Clamp Bridge Single Stage ZVS-PWM Inverter, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 412–419 (2008).
- SARNAGO, H.; LUCÍA, .; MEDIANO, A. e BURDÍO, J. M., Direct AC-AC Resonant Boost Converter for Efficient Domestic Induction Heating Applications, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1128–1139 (2014a).
- SARNAGO, H.; LUCÍA, O.; MEDIANO, A. e BURDÍO, J. M., Efficient and Cost-Effective ZCS Direct AC-AC Resonant Converter for Induction Heating, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 5, p. 2546–2555 (2014b).
- SARNAGO, H.; LUCÍA, O.; MEDIANO, A. e BURDIO, J. M., Analytical Model of the Half-Bridge Series Resonant Inverter for Improved Power Conversion Efficiency and Performance, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, p. 4128–4143 (2015).
- SARNAGO, H.; LUCÍA, .; PÉREZ-TARRAGONA, M. e BURDÍO, J. M., Dual-Output Boost Resonant Full-Bridge Topology and its Modulation Strategies for High-Performance Induction Heating Applications, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3554–3561 (2016).
- SIMONE, S. D.; ADRAGNA, C.; SPINI, C. e GATTAVARI, G., Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA, In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION, 2006. SPEEDAM 2006. (2006), pp. 200–207.
- SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A. e KOTHARI, D. P., A review of single-phase improved power quality AC-DC converters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 5, p. 962–981 (2003).
- SMITH, W. e HASHEMI, J., **Fundamentos de Engenharia e Ciência dos Materiais**, McGraw Hill Brasil (2013).



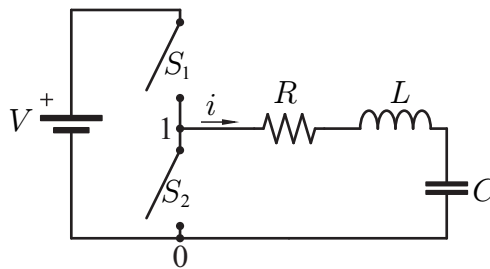
- STEIGERWALD, R. L., A comparison of half-bridge resonant converter topologies, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 2, p. 174–182 (1988).
- SU, B.; ZHANG, J. e LU, Z., Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier With Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at the Boundary of DCM/CCM, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 427–435 (2011).
- OF TECHNOLOGY, C. I., Input-Current Shaped AC-to-DC Converters, **Final report prepared NASA**, , (1986).
- THOMAS, G. B., **Cálculo - Volume 2, 1 - Ed**, Pearson (2008).
- YANG, B., **Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System**, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Dissert. de Mestrado.

# A

## Equacionamento do comportamento da corrente e tensão em um conversor SRC

Considerando um conversor ressonante com carga série, visualizado pela Fig. A.1, onde a tensão na entrada do tanque ressonante,  $v_{10}(t)$ , é definida pelo chaveamento de  $S_1$  e  $S_2$ , complementares entre si, e com ciclo de trabalho definido por  $D$ .

Figura A.1: Circuito conversor SRC.



Fonte: elaborado pelo autor.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões na entrada do tanque ressonante tem-se que:

$$v_R(t) + v_L(t) + v_C(t) = v_{10}(t) \quad (\text{A.1})$$

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_{t=0}^t i(t) dt + v_C(0) = v_{10}(t) \quad (\text{A.2})$$

utilizando o operador diferencial  $d/dt$ , a Eq. A.2, do circuito será:

$$\frac{d^2 i(t)}{dt} + \frac{R}{L} \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{LC} i(t) = 0 \quad (\text{A.3})$$

Assim, considerando as condições iniciais:  $i(0) = i_0$  e  $di(0) = di_0$ , a transformada de Laplace da equação diferencial é:

$$s^2 I(s) - si_0 - di_0 + \frac{R}{L} s I(s) - \frac{R}{L} i_0 + \frac{1}{LC} I(s) = 0 \quad (\text{A.4})$$

Isolando  $I(s)$  e parametrizando  $\xi = \frac{R}{2L}$  e  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ , tem-se:

$$(s^2 + 2\xi s + \omega_0^2) I(s) = si_0 + \frac{R}{L} i_0 + di_0 \quad (\text{A.5})$$

$$I(s) = \frac{si_0 + \frac{R}{L} i_0 + di_0}{(s^2 + 2\xi s + \omega_0^2)} \quad (\text{A.6})$$

Os pólos do sistema são:  $s_1 = -\xi + \sqrt{\xi^2 - \omega_0^2}$  e  $s_2 = -\xi - \sqrt{\xi^2 - \omega_0^2}$ , consideremos um comportamento ressonante, onde  $\omega_0 > \xi$  e  $\xi < 1$ , os pólos são simplificados por:  $s_{1,2} = -\xi \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} = -\xi \pm j\omega_n$ , assim a corrente pode ser expressa na forma:

$$I(s) = \frac{si_0 + \frac{R}{L} i_0 + di_0}{(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{A}{s - s_1} + \frac{B}{s - s_2} \quad (\text{A.7})$$

O termo  $A$  é obtido por:

$$A = I(s)(s - s_1)|_{(s=s_1)} = \frac{s_1 i_0 + \frac{R}{L} i_0 + di_0}{s_1 - s_2} \quad (\text{A.8})$$

Após substituir  $s_1 = -\xi + j\omega_n$  e  $s_2 = -\xi - j\omega_n$ , chegar-se-á:

$$A = \frac{i_0}{2} + \frac{\xi}{j2\omega_n} i_0 + \frac{di_0}{j2\omega_n} = \frac{i_0}{2} - \frac{j}{2\omega_n} (\xi i_0 + di_0) \quad (\text{A.9})$$

O termo  $B$  é obtido por:

$$B = I(s)(s - s_2)|_{(s=s_2)} = \frac{s_2 i_0 + \frac{R}{L} i_0 + di_0}{s_2 - s_1} \quad (\text{A.10})$$

Após substituir  $s_1 = -\xi + j\omega_n$  e  $s_2 = -\xi - j\omega_n$ , chegar-se-ia:

$$B = \frac{i_0}{2} - \frac{\xi}{j2\omega_n} i_0 - \frac{di_0}{j2\omega_n} = \frac{i_0}{2} + \frac{j}{2\omega_n} (\xi i_0 + di_0) \quad (\text{A.11})$$

Assim a solução da equação (A.7), no tempo, é:

$$i(t) = Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} \quad (\text{A.12})$$

Pela característica da tensão no indutor, o valor de  $di_0$ , considerando que  $v_C(0) = v_{C0}$  e  $v_{10}(0) = v_{10_0}$ , é dado por:

$$\frac{di(0)}{dt} = \frac{1}{L}(v_{10_0} - Ri_0 - v_{C0}) \quad (\text{A.13})$$

Assim  $i(t)$  é dada por:

$$\begin{aligned} i(t) = & \left( \frac{i_0}{2} + \frac{j}{2\omega_n} \left( \xi i_0 + \frac{1}{L}(v_{C0} - v_{10_0}) \right) \right) e^{s_1 t} \\ & + \left( \frac{i_0}{2} - \frac{j}{2\omega_n} \left( \xi i_0 + \frac{1}{L}(v_{C0} - v_{10_0}) \right) \right) e^{s_2 t} \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo os valores de  $s_1$  e  $s_2$  na Eq. A.14, e rearranjando a mesma, tem-se:

$$\begin{aligned} i(t) = i_0 \left[ e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) - \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right] + v_{C0} \left[ e^{-\xi t} \left( \frac{-1}{L\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right] \\ + v_{10_0} \left[ e^{-\xi t} \left( \frac{1}{L\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Realizando a integração da Eq. A.15, e dividindo-se pela valor a capacitância, a tensão sobre o capacitor é:

$$v_C(t) = i_0 \left[ e^{-\xi t} \left( \frac{1}{C\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right] + v_{C0} \left[ e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) + \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right]$$

$$+ v_{10_0} \left[ 1 - e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) + \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \right] \quad (\text{A.16})$$

Realizando as seguintes considerações:

$$\begin{cases} f_i(t) = e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) - \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \\ f_{10}(t) = e^{-\xi t} \left( \frac{1}{L\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) = -f_v(t) \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{cases} g_i(t) = e^{-\xi t} \left( \frac{1}{C\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \\ g_{10}(t) = 1 - e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) + \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \\ g_v(t) = e^{-\xi t} \left( \cos(\omega_n t) + \frac{\xi}{\omega_n} \text{sen}(\omega_n t) \right) \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

As Eqs. A.15 e A.16 são dadas então por:

$$i(t) = i_0 f_i(t) + v_{C0} f_v(t) + v_{10_0} f_{10}(t) \quad (\text{A.19})$$

$$v_C(t) = i_0 g_i(t) + v_{C0} g_v(t) + v_{10_0} g_{10}(t) \quad (\text{A.20})$$

Considerando o regime, a representação da corrente no tanque ressonante e da tensão no capacitor são representados pela Fig. A.2.

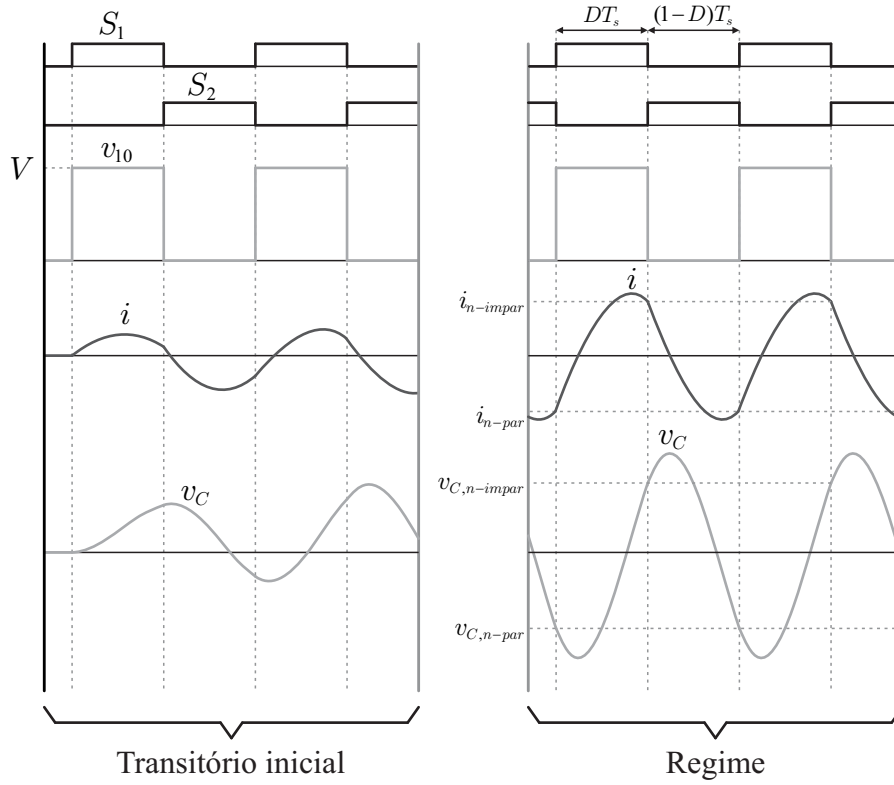
A resolução das equações anteriores, após ser aplicada a recursividade, resultam nas equações abaixo, utilizadas para se determinar os valores iniciais nos instantes de condução e bloqueio das chaves, (SARNAGO et al., 2015).

Para os intervalos em que  $S_1$  conduz, a corrente e a tensão sobre o capacitor de ressonância, iniciais, são dadas por:

$$i = \frac{V}{2L_r\omega_n} \frac{\text{sen}(T_s\omega_n) - \text{sen}(T_s\omega_n)e^{-(1-D)T_s\xi} - \text{sen}(T_s\omega_n(1-D))e^{T_s\xi D}}{\cosh(T_s\xi) - \cos(T_s\omega_n)} \quad (\text{A.21})$$

$$v_C = -\frac{V\omega_0}{2\omega_n} \left( \frac{\text{sen}(T_s - \varphi) - \text{sen}(T_s\omega_n D - \varphi)e^{-(1-D)T_s\xi} - \text{sen}(T_s\omega_n(1-D) + \varphi)e^{T_s\xi D} + \frac{\omega_n}{\omega_0} e^{T_s\xi}}{\cosh(T_s\xi) - \cos(T_s\omega_n)} \right) \quad (\text{A.22})$$

Figura A.2: Corrente no tanque ressonante e tensão no capacitor em um conversor SRC.



Fonte: elaborado pelo autor.

$$v_{10} = V \quad (\text{A.23})$$

Para os intervalos em que  $S_2$  conduz, tem-se os valores iniciais:

$$i = -\frac{V}{2L_r\omega_n} \left( \frac{\text{sen}(T_s\omega_n) - \text{sen}(T_s\omega_n)e^{(1-D)T_s\xi} - \text{sen}(T_s\omega_n(1-D))e^{-T_s\xi D}}{\cosh(T_s\xi) - \cos(T_s\omega_n)} \right) \quad (\text{A.24})$$

$$v_C = \frac{V\omega_0}{2\omega_n} \left( \frac{\text{sen}(T_s + \varphi) - \text{sen}(T_s\omega_n D + \varphi)e^{(1-D)T_s\xi} - \text{sen}(T_s\omega_n(1-D) - \varphi)e^{-T_s\xi D} - \frac{\omega_n}{\omega_0}e^{-T_s\xi}}{\cosh(T_s\xi) - \cos(T_s\omega_n)} \right) \quad (\text{A.25})$$

$$v_{10} = 0 \quad (\text{A.26})$$

, onde:  $\varphi = \text{arctg}(\omega_n/\xi)$ . As equações apresentadas podem ser utilizadas para se realizar o cálculo da potência do conversor, perdas de chaveamento e condução, cálculo

do *dead time* entre os sinais de disparo da célula chaveada, máxima corrente suportada pelos IGBT ou MOSFET, máxima tensão no capacitor de ressonância, entre outros.