

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Neilor Colombo Dal Pont**

**CONVERTOR CC-CC MEIA-PONTE PARALELO  
RESSONANTE COM SAÍDA EM TENSÃO E  
MODULAÇÃO PWM ASSIMÉTRICA**

**Florianópolis, Santa Catarina – Brasil**

**29 de agosto de 2017**



Neilor Colombo Dal Pont

**Conversor CC-CC Meia-Ponte Paralelo Ressonante  
com Saída em Tensão e Modulação PWM  
Assimétrica**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin

**Coorientador:** Prof. Dr. Gierry Waltrich

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

29 de agosto de 2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Dal Pont, Neilor

Conversor CC-CC Meia-Ponte Paralelo Ressonante  
com Saída em Tensão e Modulação PWM Assimétrica /  
Neilor Dal Pont ; orientador, Telles Brunelli  
Lazzarin Brunelli Lazzarin, coorientador, Gierri  
Waltrich, 2017.

187 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de  
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores CC-CC. 3.  
Conversores Ressonantes. 4. Alta Tensão. I.  
Brunelli Lazzarin, Telles Brunelli Lazzarin. II.  
Waltrich, Gierri. III. Universidade Federal de  
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. IV. Título.




Neilor Colombo Dal Pont

**Conversor CC-CC Meia-Ponte Paralelo Ressonante  
com Saída em Tensão e Modulação PWM  
Assimétrica**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

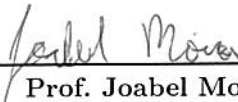
Florianópolis, 29 de agosto de 2017.



---

**Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.**  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**



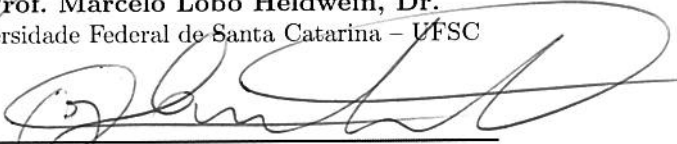
---

**Prof. Joabel Moia, Dr.**  
Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC



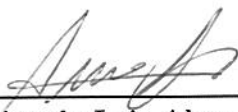
---

**Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



---

**Odair José Custodio, M. Eng.**  
Inerגיע Convertores Estáticos



---

**Prof. Ricardo Luiz Alves, Dr.**  
Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

*Este trabalho é dedicado a minha família.*



---

---

## AGRADECIMENTOS

---

Ao meu pai Neilor Bristot Dal Pont, minha mãe Maria de Lourdes Colombo Dal Pont, e meu irmão Gustavo Colombo Dal Pont por todo amor, carinho e apoio e pelos sacrifícios feitos para garantir meus estudos.

Ao meu orientador Telles Brunelli Lazzarin pelo apoio, confiança e pelas oportunidades que me foram dadas aqui no INEP.

Ao meu coorientador Gierry Waltrich.

Ao INEP por disponibilizar a estrutura necessária para realização deste trabalho.

A FAPESC pelo apoio financeiro.

A Delvanei Bandeira Júnior, pela ajuda durante os trabalhos realizados.

A Odair José Custódio, diretor da Inergiae Conversores Estáticos, que forneceu o núcleo usado no transformador de alta tensão.

A minha namorada Valéria Luz, meus amigos e meus parentes pelo apoio e pelos bons momentos vividos.



*“Happiness only real when shared.”*  
Christopher McCandless

*“Extraordinary claims require extraordinary evidence”*  
Carl Sagan





---

## RESUMO

---

Esta dissertação apresenta o estudo de um conversor CC-CC meia ponte, paralelo ressonante, com modulação PWM e comandos assimétricos, controle da tensão de saída pela variação da razão cíclica e saída em tensão. Além disto, o conversor é estudado com estágio de saída com retificador em ponte completa ou com retificador dobrador de tensão. A configuração com retificador dobrador de tensão se mostrou mais promissora, pois possui número reduzido de interruptores, elimina circulação de corrente média nos elementos passivos tanto no primário quanto no secundário, e pode utilizar os parâmetros intrínsecos do transformador em seu projeto, o que a torna atrativa para aplicações em fontes de alta tensão de saída. Análise das etapas de operação, característica de saída, equacionamento orientado ao projeto e a implementação de comutação sob tensão nula são abordados neste trabalho. O estudo do conversor é verificado através de simulações e protótipo em baixa e em alta tensão, sendo que foi obtido um rendimento elevado.

**Palavras-chaves:** Comutação Sob Tensão Nula, Controle por Razão Cíclica, Conversor Paralelo Ressonante com Modulação Assimétrica e Saída em Tensão, Rendimento Elevado.



---

---

## ABSTRACT

---

In this research, a modified Half-Bridge Parallel Resonant dc-dc converter is proposed. The proposed topology operates with constant frequency and asymmetrical PWM, such as the conventional one. The analyzes are made using a full bridge recifier or a voltage doubler rectifier. By using the voltage doubler rectifier, transformer current DC component is eliminated, thus improving the transformer design and eliminating the series capacitor, which is necessary in the conventional topology. The proposed topology also integrates the transformer parasitics, such as the leakage inductance and the winding capacitance in the operation, achieving zero voltage soft-switching in the transformer primary side switches, over a wide load range. Theoretical analysis, commutation analysis and design guide lines are presented. Experimental results using the voltage doubler rectifier are shown in low voltage and high voltage, validating the proposed analysis.

**Key-words:** Asymmetrical PWM, Constant frequency, Half-Bridge Parallel Ressonant, Soft switching.



---

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

---

Figura 1.1 – Circuito do CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa. . . . .	27
Figura 1.2 – Circuito do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão. . . . .	28
Figura 2.1 – TWTA usado em radares. . . . .	30
Figura 2.2 – Possível solução para um EPC. . . . .	31
Figura 2.3 – Diagrama de blocos de um conversor ressonante. . . . .	32
Figura 2.4 – Possibilidades de ligação de um circuito ressonante de dois elementos. . . . .	33
Figura 2.5 – Circuito do Conversor série ressonante: . . . . .	34
Figura 2.6 – Circuito do conversor paralelo ressonante com saída em tensão. . . . .	34
Figura 2.7 – Circuito simplificado do CPR-ST. . . . .	35
Figura 2.8 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do CPR-ST. . . . .	36
Figura 2.9 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do CPR-ST. . . . .	37
Figura 2.10 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação do CPR-ST. . . . .	37
Figura 2.11 – Circuito equivalente das etapas de operação do CPR-ST: . . . . .	38
Figura 2.12 – Formas de onda do CPR-ST. . . . .	39

Figura 2.13–Plano de fase da primeira etapa de operação do CPR-ST. . . . .	40
Figura 2.14–Plano de fase da segunda etapa de operação do CPR-ST. . . . .	41
Figura 2.15–Plano de fase da terceira etapa de operação do CPR-ST. . . . .	43
Figura 2.16–Plano de fase completo CPR-ST. . . . .	44
Figura 2.17–Curvas de $q$ x $\bar{I}_o$ para diferentes valores de $\mu_0$ . . .	46
Figura 3.1 – Circuito completo do CPR-MPA-ST. . . . .	49
Figura 3.2 – Circuito simplificado do CPR-MPA-ST. . . . .	50
Figura 3.3 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação.	51
Figura 3.4 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.	52
Figura 3.5 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.	52
Figura 3.6 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.	53
Figura 3.7 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação.	53
Figura 3.8 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação.	54
Figura 3.9 – Principais formas de onda do CPR-HBA-ST. . .	55
Figura 3.10–Plano de fase CPR-HBA-ST. . . . .	56
Figura 3.11–Circuito equivalente do CPR-HBA-ST. . . . .	56
Figura 3.12–Plano de fase da segunda etapa de operação. . .	57
Figura 3.13–Plano de fase da quinta etapa de operação. . . .	59
Figura 3.14–Curvas de $q$ x $\bar{I}_o$ para diferentes valores de $\mu_0$ . . .	66
Figura 3.15–Curvas de $D$ x $\bar{I}_o$ para diferentes valores de $q$ . . .	66
Figura 3.16–Modulador. . . . .	68
Figura 3.17–Circuito de simulação. . . . .	68
Figura 3.18–Tensão nos capacitores de entrada e tensão de saída:	69
Figura 3.19–Corrente de saída: . . . . .	70
Figura 3.20–Corrente no indutor ressonante e na indutância magnetizante: . . . . .	71
Figura 3.21–Circuito do CPR-MPA-ST com capacitor de bloqueio. . . . .	73
Figura 4.1 – Circuito completo do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão. . . . .	76
Figura 4.2 – Circuito simplificado do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão. . . . .	76
Figura 4.3 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação.	77
Figura 4.4 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.	77

Figura 4.5 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.	78
Figura 4.6 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.	78
Figura 4.7 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação.	79
Figura 4.8 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação.	79
Figura 4.9 – Principais formas de onda do CPR-MPA-ST. . . . .	80
Figura 4.10–Plano de fase do CPR-MPA-ST. . . . .	81
Figura 4.11–Circuito equivalente de saída. . . . .	81
Figura 4.12–Função de $K_D$ por $D$ . . . . .	88
Figura 4.13–Característica estática de $q$ por $\bar{I}_o$ . . . . .	88
Figura 4.14–Característica estática de $D$ por $\bar{I}_o$ . . . . .	89
Figura 4.15–Circuito equivalente no momento da comutação.	90
Figura 4.16–Curva de $q$ por $\bar{I}_o$ . . . . .	93
Figura 4.17–Curva de $D$ por $\bar{I}_o$ . . . . .	93
Figura 4.18–Curvas de $t_{c2}$ e $\Delta t_4$ em função de $D$ . . . . .	94
Figura 4.19–Circuito de simulação. . . . .	96
Figura 4.20–Tensão na saída do inversor: . . . . .	96
Figura 4.21–Tensão nos capacitores de saída: . . . . .	97
Figura 4.22–Corrente de saída: . . . . .	98
Figura 4.23–Corrente no indutor ressonante: . . . . .	99
Figura 4.24–Tensão nos interruptores e tensão de comando: .	100
Figura 4.25–Tensão de saída com carga resistiva no ponto de operação. . . . .	102
Figura 4.26–Fotografia do protótipo. . . . .	103
Figura 4.27–Tensão nos interruptores e tensão de comando: .	104
Figura 4.28–Tensão na saída do inversor e corrente no indutor ressonante: . . . . .	105
Figura 4.29–Tensão nos capacitores: . . . . .	107
Figura 4.30–Tensões e correntes de entrada e saída: . . . . .	108
Figura 4.31–Esquema da válvula TWT. . . . .	109
Figura 4.32–Diagrama do conversor para aplicação na válvula TWT. . . . .	109
Figura 4.33–Curvas de $t_{c2}$ e $\Delta t_4$ em função de $D$ . . . . .	111
Figura 4.34–Fotografia do protótipo. . . . .	112
Figura 4.35–Tensão nos interruptores e tensão de comando: .	113
Figura 4.36–Tensão na saída do inversor e corrente no indutor ressonante. Escala: $v_{ab} = 80$ V; $i_{Lr} = 20$ A; $t = 5$ $\mu s$ . . . . .	114

Figura 4.37–Tensão na saída 1. Escala: $V_1 = 5 \text{ kV}$ ; $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ; $t = 5 \mu\text{s}$ . . . . .	115
Figura 4.38–Tensão entres as saídas 2 e 1. Escala: $V_{21} = 5 \text{ kV}$ ; $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ; $t = 5 \mu\text{s}$ . . . . .	115
Figura 4.39–Tensão entres as saídas 3 e 1. Escala: $V_{31} = 5 \text{ kV}$ ; $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ; $t = 5 \mu\text{s}$ . . . . .	116
Figura 4.40–Tensão na saída 4. Escala: $V_4 = 5 \text{ kV}$ ; $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ; $t = 5 \mu\text{s}$ . . . . .	116
Figura 4.41–Medidas na entrada do conversor. . . . .	117
Figura D.1–Tipos de materiais para núcleo utilizados em alta tensão. . . . .	179
Figura D.2–Disposição dos enrolamentos na janela do núcleo: (a) sem sobreposição; (b) com sobreposição. . . . .	180
Figura D.3–Vista em corte do transformador de alta tensão: disposição das camadas dos enrolamentos do trans- formador construído. . . . .	183
Figura D.4–Carretel construído para o transformador de alta tensão. . . . .	184
Figura D.5–Transformador de alta tensão construído. . . . .	184
Figura D.6–Impedância e fase vista do lado primário do trans- formador. . . . .	185
Figura D.7–Impedância do transformador medida nos termi- nais do enrolamento primário, com os enrolamen- tos secundários em curto circuito. . . . .	185



---

## LISTA DE TABELAS

---

Tabela 3.1 – Especificações do conversor. . . . .	67
Tabela 3.2 – Comparação entre os valores medidos e calculados de corrente para $D = 0,55$ . . . . .	70
Tabela 3.3 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tempo para $D = 0,55$ . . . . .	71
Tabela 3.4 – Comparação entre os valores medidos e calculados de corrente para $D = 0,675$ . . . . .	72
Tabela 3.5 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tempo para $D = 0,675$ . . . . .	72
Tabela 3.6 – Esforços. . . . .	72
Tabela 4.1 – Especificações do conversor . . . . .	95
Tabela 4.2 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para $D = 0,55$ . . . . .	100
Tabela 4.3 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para $D = 0,65$ . . . . .	101
Tabela 4.4 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para $D = 0,8$ . . . . .	101
Tabela 4.5 – Esforços. . . . .	102
Tabela 4.6 – Comparação dos esforços no inversor. . . . .	102
Tabela 4.7 – Especificações dos componentes. . . . .	103
Tabela 4.8 – Comparação entre os valores medidos e calculados para $D = 0,55$ . . . . .	106

Tabela 4.9– Comparação entre os valores medidos e calculados para $D = 0,75$ . . . . .	106
Tabela 4.10– Resultados dos ensaios de rendimento . . . . .	106
Tabela 4.11– Especificações da válvula TWT. . . . .	109
Tabela 4.12– Parâmetros do transformador. . . . .	110
Tabela 4.13– Parâmetros das cargas. . . . .	112
Tabela 4.14– Comparação entre valores especificados e medidos de tensão. . . . .	117
Tabela 4.15– Valores estimados de potência de saída. . . . .	117
Tabela D.1– Fitas isolantes para uso comercial . . . . .	177
Tabela D.2– Papel isolante para uso comercial . . . . .	177
Tabela D.3– Material para Confecção do Carretel . . . . .	178
Tabela D.4– Parâmetros para Projeto do transformador de alta tensão . . . . .	182
Tabela D.5– Esforços nos componentes do retificador . . . . .	184

---

# SUMÁRIO

---

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>25</b>
1.1	OBJETIVOS GERAIS . . . . .	26
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS . . . . .	27
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO . . . . .	27
<b>2</b>	<b>REVISÃO DO CONVERSOR PONTE COMPLETA PARALELO RESSONANTE . . . .</b>	<b>29</b>
2.1	FONTES DE ALTA TENSÃO PARA VÁLVULA TWT . . . . .	29
2.2	CONVERSORES CC-CC RESSONANTES . . .	31
2.3	CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM SAÍDA EM TENSÃO . . . . .	33
2.3.1	<b>Etapas de operação . . . . .</b>	<b>36</b>
2.3.2	<b>Equacionamento . . . . .</b>	<b>37</b>
2.3.3	<b>Característica estática . . . . .</b>	<b>45</b>
2.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	46
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR EM PONTE COMPLETA . . .</b>	<b>49</b>
3.1	ANÁLISE ESTÁTICA . . . . .	50
3.1.1	<b>Etapas de operação . . . . .</b>	<b>50</b>
3.1.1.1	Primeira etapa de operação ( $\Delta t_1$ ) . . . . .	51

3.1.1.2	Segunda etapa de operação ( $\Delta t_2$ ) . . . . .	51
3.1.1.3	Terceira etapa de operação ( $\Delta t_3$ ) . . . . .	52
3.1.1.4	Quarta etapa de operação ( $\Delta t_4$ ) . . . . .	52
3.1.1.5	Quinta etapa de operação ( $\Delta t_5$ ) . . . . .	53
3.1.1.6	Sexta etapa de operação ( $\Delta t_6$ ) . . . . .	53
<b>3.1.2</b>	<b>Formas de onda e plano de fase . . . . .</b>	<b>54</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Equacionamento . . . . .</b>	<b>54</b>
3.1.3.1	Tensão nos capacitores de entrada . . . . .	55
3.1.3.2	Análise das etapas ressonantes . . . . .	57
3.1.3.3	Análise das etapas lineares . . . . .	59
3.1.3.4	Relações temporais . . . . .	60
3.1.3.5	Análise da corrente de saída . . . . .	60
<b>3.1.4</b>	<b>Análise para <math>V_o &lt; V_{C1} &lt; V_{C2}</math> e <math>V_{C1} &lt; V_{C2} &lt; V_o</math> . . . . .</b>	<b>64</b>
<b>3.1.5</b>	<b>Característica estática do CPR-MPA-ST . . . . .</b>	<b>65</b>
3.2	EXEMPLO DE PROJETO . . . . .	66
<b>3.2.1</b>	<b>Modulador . . . . .</b>	<b>68</b>
3.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .	68
3.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	72
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO . . . . .</b>	<b>75</b>
4.1	ANÁLISE ESTÁTICA . . . . .	76
<b>4.1.1</b>	<b>Etapas de operação . . . . .</b>	<b>76</b>
4.1.1.1	Primeira etapa de operação ( $\Delta t_1$ ) . . . . .	77
4.1.1.2	Segunda etapa de operação ( $\Delta t_2$ ) . . . . .	77
4.1.1.3	Terceira etapa de operação ( $\Delta t_3$ ) . . . . .	78
4.1.1.4	Quarta etapa de operação ( $\Delta t_4$ ) . . . . .	78
4.1.1.5	Quinta etapa de operação ( $\Delta t_5$ ) . . . . .	78
4.1.1.6	Sexta etapa de operação ( $\Delta t_6$ ) . . . . .	79
<b>4.1.2</b>	<b>Formas de onda e plano de fase . . . . .</b>	<b>79</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Equacionamento . . . . .</b>	<b>79</b>
4.1.3.1	Tensão nos capacitores . . . . .	80
4.1.3.2	Análise das etapas ressonantes . . . . .	81
4.1.3.3	Análise das etapas lineares . . . . .	83

4.1.3.4	Análise da corrente de saída . . . . .	83
4.1.4	<b>Característica estática do CPR-MPA-ST . . . . .</b>	<b>87</b>
4.1.5	<b>Estudo da comutação . . . . .</b>	<b>90</b>
4.2	PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM BAIXA TENSÃO . . . . .	91
4.2.1	<b>Projeto . . . . .</b>	<b>91</b>
4.2.2	<b>Simulações . . . . .</b>	<b>95</b>
4.2.3	<b>Resultados experimentais . . . . .</b>	<b>102</b>
4.3	PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM ALTA TENSÃO . . . . .	107
4.3.1	<b>Projeto . . . . .</b>	<b>110</b>
4.3.2	<b>Resultados experimentais . . . . .</b>	<b>111</b>
4.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO . . . . .	117
5	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>119</b>
5.1	CONCLUSÕES . . . . .	119
5.2	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	120
<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>		<b>123</b>
APÊNDICE A	– PLANILHA DE CÁLCULO DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR EM PONTE COMPLETA . . . . .	131
APÊNDICE B	– PLANILHA DE CÁLCULO DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO . . . . .	137
APÊNDICE C	– PLANILHA DE PROJETO DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO EM BAIXA TENSÃO . . . . .	141

APÊNDICE D	–	PROGRAMA REFERENTE AO MODULADOR DO CPR- MPA-ST IMPLEMENTADO NO DSP F28069 . . . . .	147
APÊNDICE E	–	PLANILHA DE PROJETO DO CPR-MPA-ST COM RETIFI- CADOR DOBRADOR DE TEN- SÃO EM ALTA TENSÃO . .	153
ANEXO A	–	ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO INVERSOR MEIA PONTE . . .	159
ANEXO B	–	ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO EM BAIXA TENSÃO .	165
ANEXO C	–	ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO EM ALTA TENSÃO . .	169
ANEXO D	–	PROJETO DE TRANSFORMA- DORES E RETIFICADORES PARA ALTA FREQUÊNCIA E ALTA TEN- SÃO . . . . .	175
D.1	–	TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA E ALTA TENSÃO . . . . .	176
D.1.1		Isolação . . . . .	176
D.1.2		Escolha do Núcleo Magnético . . . . .	178
D.1.3		Disposição dos Enrolamentos . . . . .	179
D.1.4		Efeito Corona . . . . .	180
D.1.5		Aspectos Térmicos . . . . .	180
D.2	–	RETIFICADOR DE ALTA TENSÃO . . . . .	181
D.3	–	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR	181
D.4	–	DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR . .	183

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

---

Uma das subáreas da Eletrônica de Potência é o processamento da energia na forma CC-CC (corrente contínua - corrente contínua) [1, 2]. Nessa subárea se encontram os conversores CC-CC isolados com alta tensão de saída [3, 4, 5, 6, 7] e os conversores ressonantes [3, 4, 5, 6, 8].

O desenvolvimento de fontes de alimentação com saídas de tensões elevadas apresenta desafios e dificuldades que não estão presentes nos projetos convencionais. As soluções clássicas, que apresentam excelentes resultados nas aplicações de baixa tensão, não podem ser estendidas diretamente para as aplicações com elevada tensão, o que exige o desenvolvimento de tecnologia própria para estas aplicações [3, 4, 5, 6, 7].

Neste contexto, encontram-se os conversores CC-CC ressonantes. Estas estruturas possuem aplicações em importantes áreas da eletrônica de potência, como alta tensão [5, 4, 9, 10], veículos elétricos [11, 12], fontes renováveis [8, 13], transformadores eletrônicos [14, 15], fontes de alimentação de baixa tensão [16] e outras aplicações [17, 18]. Os conversores ressonantes se caracterizam por

aproveitarem os elementos intrínsecos do conversor, como os parâmetros de um transformador, e por terem comutação suave, o que pode proporcionar uma alta eficiência.

Nas fontes chaveadas para alta tensão e para veículos elétricos é comum o uso de conversores isolados, com o objetivo de conferir isolamento galvânica ao projeto [19, 20]. Ao utilizar o transformador, seja pelo elevado número de espiras ou operação com frequência de comutação elevada (centenas de kHz), costuma-se obter valores significativos de indutância de dispersão e capacitância intrínseca. Por estes motivos, o conversor paralelo ressonante com saída em tensão é particularmente interessante nestas aplicações [3, 5]. Este conversor CC-CC possui características como possibilidade de múltiplas saídas de alta tensão que podem ser compostas pela conexão série de módulos, permitindo empregar componentes de baixa tensão, utilização dos parâmetros intrínsecos do transformador no estágio ressonante, reduzindo o número de componentes, e comutação suave nos interruptores controlados. Dependendo do inversor de entrada, o controle de tensão pode ser realizado por razão cíclica [5, 3] ao invés de frequência, evitando as dificuldades causadas ao se usar frequência variável.

Levando em consideração estes fatores, neste trabalho será apresentado o estudo do conversor paralelo ressonante com saída em tensão usando como estágio de entrada um inversor meia ponte com modulação PWM assimétrica (CPR-MPA-ST). Neste tipo de modulação é possível fazer o controle da tensão de saída através da variação da razão cíclica, o que permite que o conversor opere com frequência fixa, além de possuir um modulador simples. Como estágio de saída, serão estudados o retificador em ponte completa e o dobrador de tensão. Serão apresentadas as análises teóricas do conversor, que serão validadas via simulações e resultados experimentais.

## 1.1 OBJETIVOS GERAIS

Esta dissertação tem como objetivos: estudar a topologia do conversor CC-CC paralelo ressonante com saída em tensão utilizando o inversor meia ponte com modulação assimétrica para aplicações



em alta tensão; desenvolver o equacionamento do conversor para o retificador de saída do tipo ponte completa e para o retificador dobrador de tensão; realizar a validação das análises via simulação e/ou resultados experimentais.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Análise do CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa.
- Análise do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão.
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o conversor.
- Validação das análises através de simulações e experimentação.
- Produção de publicações com os resultados obtidos.

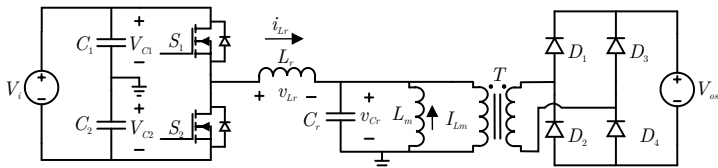
## 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está estruturado da seguinte forma:

O Capítulo 2 contém a revisão do estado da arte, no qual é apresentado as bases teóricas usadas na dissertação.

O Capítulo 3 contém as análises do CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa (Figura 1.1), sendo apresentado o equacionamento, a análise estática, um exemplo de projeto e resultados de simulação.

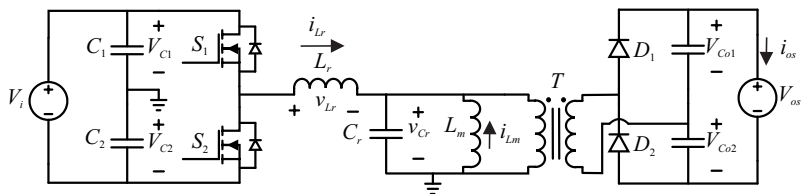
Figura 1.1 – Circuito do CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa.



O Capítulo 4 contém as análises do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão (Figura 1.2), no qual é explorado o

equacionamento, a análise estática, um exemplo de projeto, resultados de simulação e experimentais em baixa tensão e um exemplo de projeto e resultados experimentais em alta tensão.

Figura 1.2 – Circuito do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão.



Por fim, o Capítulo 5 contém as conclusões deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2

---

# REVISÃO DO CONVERSOR PONTE COMPLETA PARALELO RESSONANTE

---

Este capítulo apresenta a revisão bibliográfica do estado da arte na área desta dissertação, a qual será base dos estudos desenvolvidos durante o trabalho. O texto apresenta uma introdução sobre fontes de alta tensão para válvulas TWT, com objetivo de contextualizar uma das aplicações dos conversores a ser estudado nessa dissertação, e uma revisão do conversor paralelo ressonante (CPR), o qual apresenta boas características para as aplicações em alta tensão (como fontes de radares).

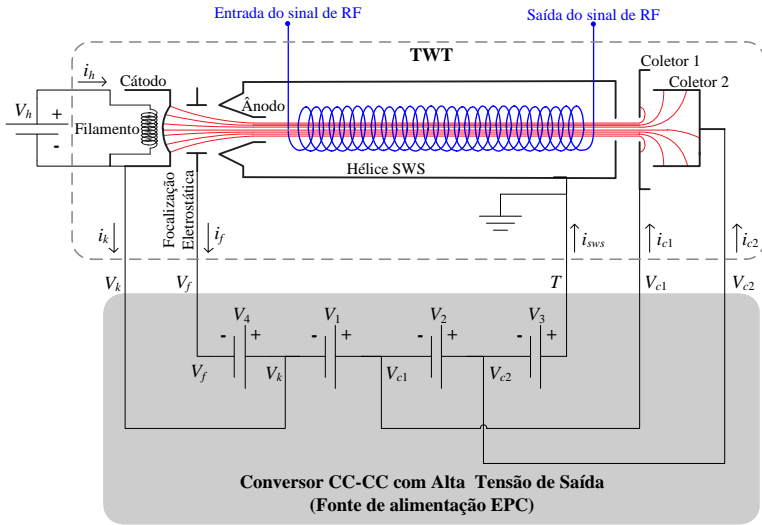
### 2.1 FONTES DE ALTA TENSÃO PARA VÁLVULA TWT

Um importante elemento da aviação, tanto comercial quanto militar, é o radar. Ele consiste em um equipamento que identifica objetos através de um sistema de transmissão e recepção de radio frequência (RF) na faixa de GHz.

Um dos componentes usado nos radares é o TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*) [5, 7, 21], apresentado na Figura 2.1. Ele é

responsável pela amplificação das ondas de rádio frequência, podendo operar em faixas 300 MHz até 40 GHz [5], faixa de frequência que os amplificadores baseados em conversores estáticos não conseguem operar com a tecnologia atual. O TWTA é composto de dois estágios: Uma válvula TWT (*Travelling Wave Tube*), que amplifica as ondas RF, e uma fonte CC de alta tensão, chamada de EPC (*Electronic Power Conditioner*), a qual gera os níveis de tensão necessários para a polarização da válvula TWT.

Figura 2.1 – TWTA usado em radares.



Fonte: [5]

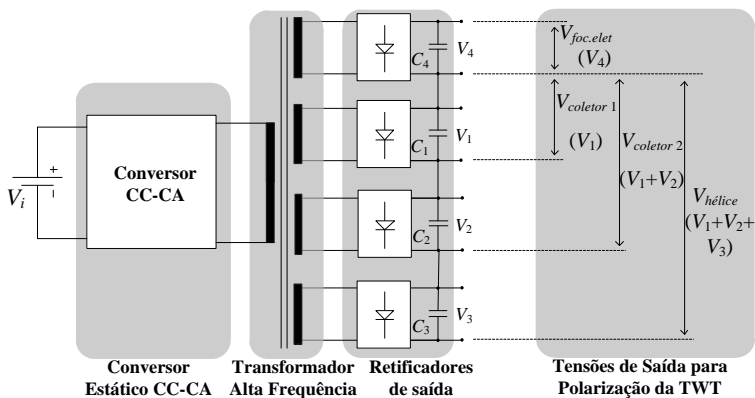
Segundo [5]:

A válvula TWT é polarizada com uma tensão elevada entre o cátodo (canhão de elétrons) e o ânodo, e com tensões intermediárias, que são aplicadas no(s) coletor(es) e na focalização eletrostática [21], como exemplificado na Figura 2.1 para uma válvula de dois coletores. Assim, um feixe de elétrons é gerado entre o cátodo e o ânodo, o qual transfere potência para o sinal

RF injetado na TWTA. Este feixe é coletado no final da hélice pelos coletores da válvula.

Desta forma, o EPC deve possuir múltiplas saídas em alta tensão para polarizar a válvula e potência que pode chegar aos kW, o que constitui um desafio para o projeto do conversor [5, 7, 22]. Uma possível solução é apresentada na Figura 2.2, a qual usa um transformador com múltiplos enrolamentos no secundário. Cada saída é ligada a um retificador, sendo que as tensões necessárias para a polarização da válvula TWT serão geradas pela associação série destes retificadores, o que permite usar componentes de baixa tensão no estágio de saída.

Figura 2.2 – Possível solução para um EPC.



Fonte: [5]

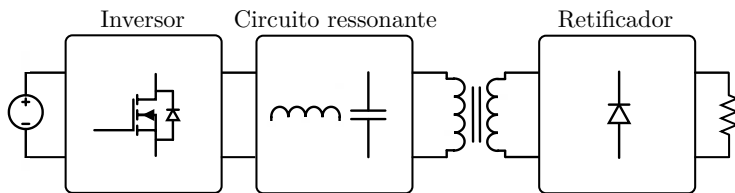
## 2.2 CONVERSORES CC-CC RESSONANTES

Um conversor CC-CC ressonante pode ser representado por três grandes blocos, o estágio inversor, o circuito ressonante e o estágio retificador, conforme ilustrado no diagrama da Figura 2.3. Uma das principais características que diferencia os conversores ressonantes é a conexão dos elementos do circuito ressonante (também denominado de circuito tanque), sendo que as configurações mais

empregadas nos circuitos de segunda ordem (dois elementos) são a série ressonante e a paralelo ressonante, e nos circuitos de terceira ordem (três elementos) é a série paralelo ressonante [10, 11, 12]. As possibilidades de ligação para um circuito tanque de dois elementos (denominados de indutor ressonante  $L_r$  e capacitor ressonante  $C_r$ ) são apresentadas na Figura 2.3. Quanto ao estágio inversor de entrada, existem algumas possibilidades de implementação, como o meia ponte [4, 18], o ponte completa [5], tipo T [3] e push-pull [22]. Para o retificador de saída, os mais utilizados são o ponte completa com ponto médio, o ponte completa [5] e o dobrador de tensão [3]. O estágio de saída pode ser em corrente [9, 16] ou em tensão [3, 4, 5], sendo usualmente em corrente para aplicações em alta potência e baixa tensão de saída, ou em tensão quando empregados em aplicações de média e alta tensão.

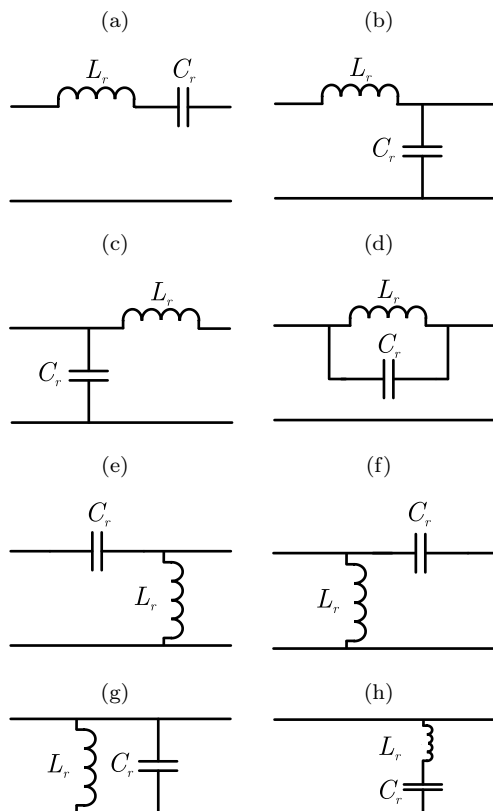
Um exemplo de conversor ressonante é apresentado na Figura 2.5. Ele consiste em um conversor série ressonante, com estágio inversor e retificador de saída em ponte completa.

Figura 2.3 – Diagrama de blocos de um conversor ressonante.



O foco deste trabalho são conversores para alta tensão, assim, buscou-se a topologia com mais vantagens nesta aplicação. Analisando os circuitos apresentados na Figura 2.4, notou-se que o circuito paralelo ressonante (Figura 2.4 (b)) é semelhante ao modelo de um transformador com alta relação de espiras, devido ao fato da indutância de dispersão e da capacitância de saída se tornarem relevantes. Levando em conta esses fatores, viu-se a possibilidade de utilizar os próprios elementos intrínsecos do transformador como elementos do circuito ressonante e, assim, o foco do estudo foi direcionado aos CPR.

Figura 2.4 – Possibilidades de ligação de um circuito ressonante de dois elementos.



## 2.3 CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM SAÍDA EM TENSÃO

O circuito do conversor paralelo ressonante com saída em tensão (CPR-ST) é apresentado na Figura 2.6. Tanto o inversor de entrada quanto o retificador de saída são em ponte completa. Um estudo mais completo desta estrutura pode ser encontrado em [23]. Esta é uma etapa importante deste trabalho, pois a metodologia de análise aqui apresentada será empregada nas etapas posteriores.

O funcionamento desse conversor depende da modulação

Figura 2.5 – Circuito do Conversor série ressonante:

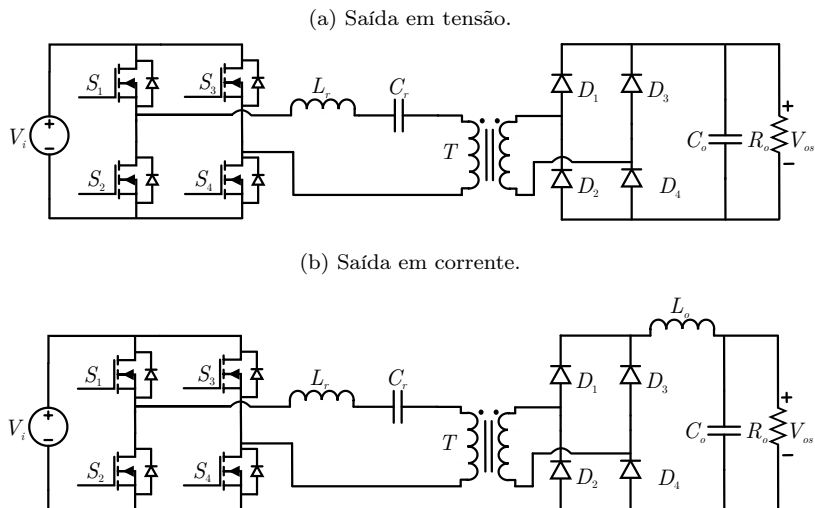
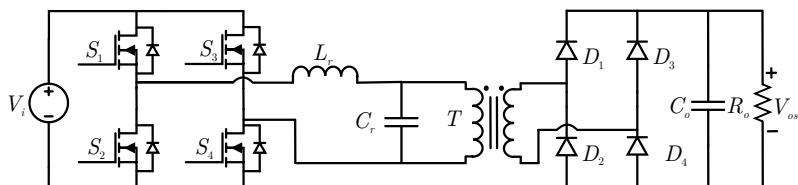


Figura 2.6 – Circuito do conversor paralelo ressonante com saída em tensão.



empregada. Em conversores ressonantes, costuma-se utilizar modulação por frequência [24] ou modulação por deslocamento de fase (*phase-shift*) [23].

Existem alguns parâmetros importantes a serem definidos quando se trata de conversores ressonantes: a frequência de ressonância ( $f_o$ ), definida em (2.1); o  $\mu_o$ , que é a relação entre a frequência de comutação ( $f_s$ ) e a frequência de ressonância, definido em (2.2); o ganho estático ( $q$ ), que é relação entre a tensão de entrada ( $V_i$ ) e a tensão de saída refletida ao primário ( $V_o$ ), definido em (2.3);



a impedância característica do tanque ressonante ( $Z$ ), definida em (2.4); e a tensão de saída no secundário, dada por (2.5), onde  $n$  é a relação de transformação.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

$$\mu_0 = \frac{f_s}{f_o} \quad (2.2)$$

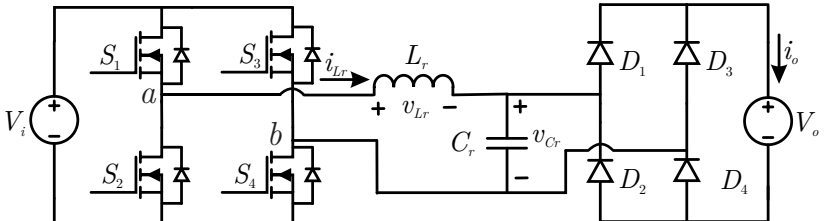
$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.3)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.4)$$

$$V_{os} = \eta V_o \quad (2.5)$$

A seguir serão descritas as etapas de operação para uma modulação de dois níveis, que pode ser usada para um controle por modulação em frequência e ganho estático menor que 1. O circuito simplificado apresentado na Figura 2.7 será utilizado como base, no qual a tensão de saída é considerada constante e os parâmetros do circuito são refletidos ao primário do transformador. Nesta figura também são atribuídos os sentidos de tensão e corrente que serão utilizados posteriormente.

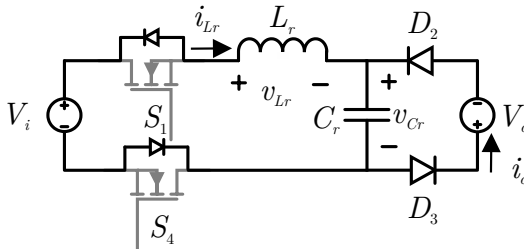
Figura 2.7 – Circuito simplificado do CPR-ST.



### 2.3.1 Etapas de operação

A primeira etapa de operação ( $\Delta t_1$ ) começa com o bloqueio de  $S_2$  e  $S_3$  e a entrada em condução de  $S_1$  e  $S_4$ . Neste instante, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estão em condução, a tensão sobre o capacitor ressonante ( $v_{Cr}$ ) é negativa e igual a tensão de saída. A corrente no indutor ressonante ( $i_{Lr}$ ) é negativa ( $-I_1$ ) com derivada positiva. O circuito que representa esta etapa é apresentado na Figura 2.8. Esta é uma etapa regenerativa para a fonte de entrada e de transferência para a fonte de saída.

Figura 2.8 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação do CPR-ST.



A segunda etapa de operação ( $\Delta t_2$ ) se inicia quando a corrente  $i_{Lr}$  atinge zero. Neste instante, a ponte de diodos na saída bloqueia e se inicia uma etapa ressonante, a qual o circuito equivalente é apresentado na Figura 2.9. Esta é uma etapa na qual não há transferência de energia para a saída.

A terceira etapa de operação ( $\Delta t_3$ ) se inicia quando a tensão no capacitor ressonante atinge o valor de  $V_o$ , colocando a ponte de diodos novamente em condução ( $D_1$  e  $D_4$ ). Esta é uma etapa de transferência de energia para a fonte de saída, e seu circuito equivalente é apresentado na Figura 2.10. A corrente no indutor ressonante e sua derivada são positivas (iniciando em  $I_2$  e indo até  $I_1$ ).

Conforme mencionado anteriormente, as três etapas referentes ao semi-ciclo negativo são complementares a estas, e seus circuitos

Figura 2.9 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação do CPR-ST.

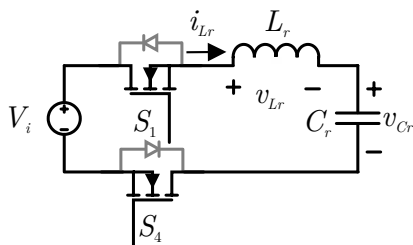
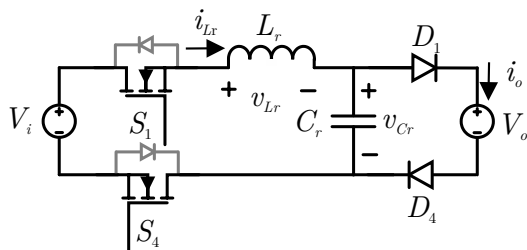


Figura 2.10 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação do CPR-ST.



equivalentes são apresentados na Figura 2.11.

As formas de onda da corrente no indutor ( $i_{Lr}$ ), corrente de saída ( $i_o$ ) e tensão entre os pontos  $a$  e  $b$  da Figura 2.7 ( $v_{ab}$ ) são apresentadas na Figura 2.12. Nesta figura, são apresentados parâmetros importantes a serem encontrados para determinação da corrente média de saída ( $I_o$ ): os pontos de corrente  $I_1$  e  $I_2$  e os tempos  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$ .

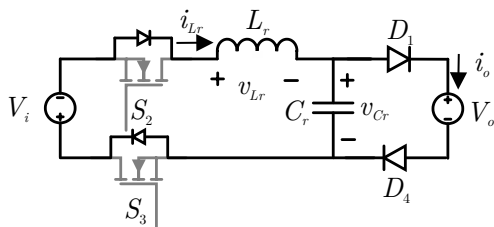
### 2.3.2 Equacionamento

Para determinar o comportamento e o ponto de operação do conversor deve-se determinar a corrente média de saída através da análise das etapas de operação e formas de onda.

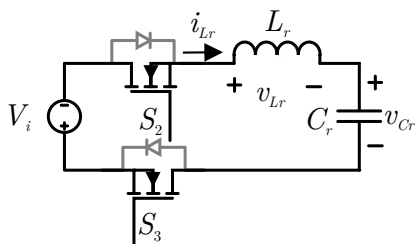
Para análise das etapas de operação, em especial das etapas ressonantes, será utilizada a ferramenta de plano de fase, que é uma

Figura 2.11 – Circuito equivalente das etapas de operação do CPR-ST:

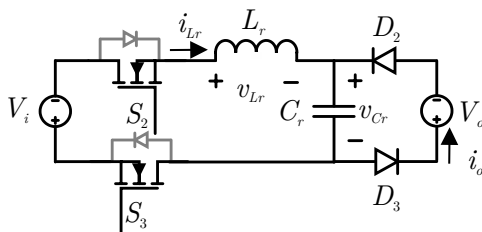
(a) Quarta etapa.



(b) Quinta etapa.



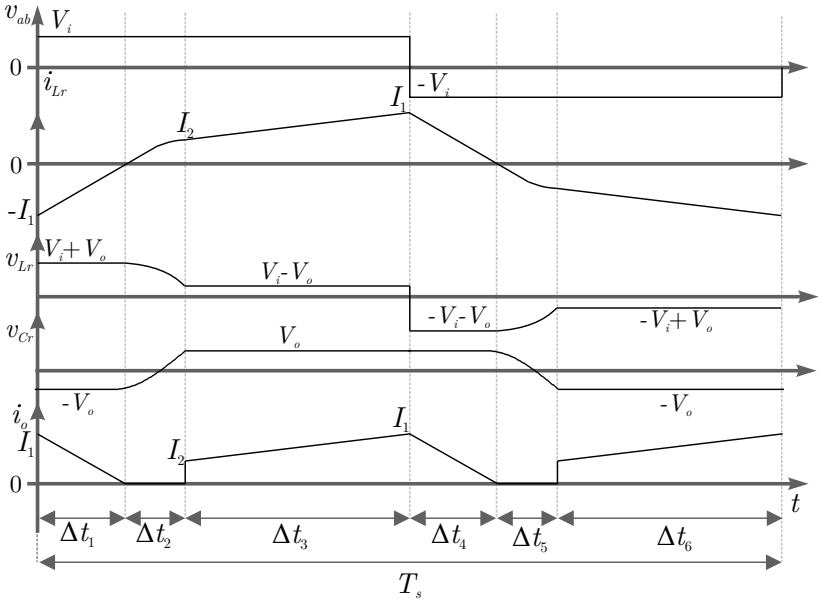
(c) Sexta etapa.



interpretação geométrica das equações diferenciais do circuito tanque.

Na primeira etapa de operação, a tensão  $v_{Cr}$  é constante e igual a  $-V_o$ . A corrente  $i_{Lr}$  pode ser encontrada pela equação da

Figura 2.12 – Formas de onda do CPR-ST.



tensão no indutor, mostrada em (2.6).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

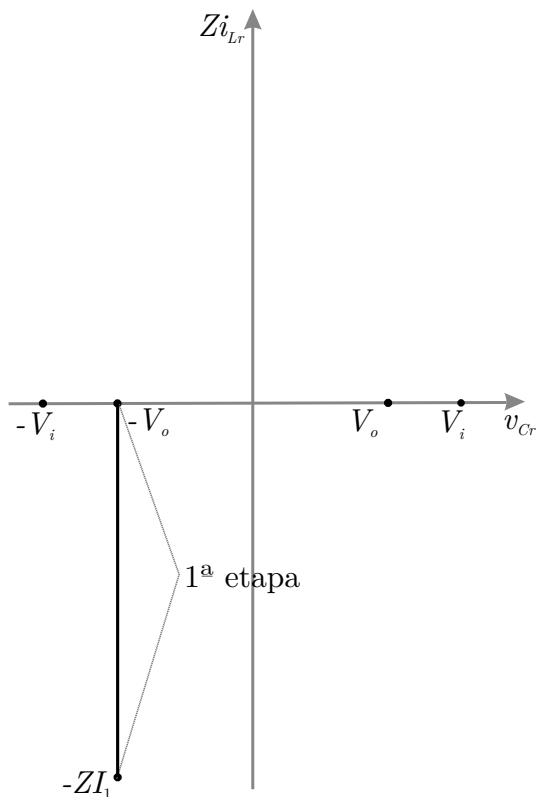
Considerando a variação de corrente pelo tempo como linear, (2.6) pode ser reescrita em termos de suas variações, conforme (2.7).

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.7)$$

Levando em consideração (2.7), e analisando a Figura 2.8 e a forma de onda da corrente no indutor, chega-se a equação de  $v_{Lr}$  na primeira etapa de operação, dada por (2.8). O plano de fase referente a esta etapa é apresentado na Figura 2.13

$$v_{Lr} = V_i + V_o = L_r \frac{I_1}{\Delta t_1} \quad (2.8)$$

Figura 2.13 – Plano de fase da primeira etapa de operação do CPR-ST.

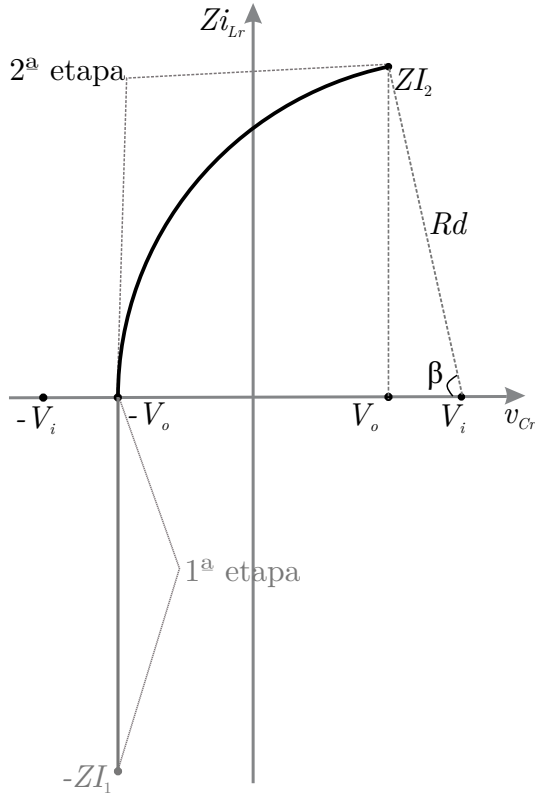


A segunda etapa de operação é uma etapa ressonante, sendo assim, as equações que a descreve são obtidas da interpretação geométrica do plano de fase. O comportamento no plano de fase do circuito apresentado na Figura 2.9 descreve um círculo com início nas condições iniciais e centro nos valores das fontes de alimentação, conforme apresentado na Figura 2.14.

A equação da velocidade angular é dada por (2.9), onde  $\Theta$  é um o ângulo percorrido.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\Theta}{t} \quad (2.9)$$

Figura 2.14 – Plano de fase da segunda etapa de operação do CPR-ST.



Na Figura 2.14, observa-se que, na etapa ressonante, é percorrido um ângulo  $\beta$  durante o período  $\Delta t_2$ . Assim, pode-se reescrever (2.9) conforme (2.10).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = \frac{\beta}{\Delta t_2} \quad (2.10)$$

Da interpretação geométrica da Figura 2.14, encontra-se o ângulo  $\beta$ , mostrado em (2.11).

$$\beta = \arccos\left(\frac{V_i - V_o}{V_i + V_o}\right) = \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right) \quad (2.11)$$

Substituindo (2.10) em (2.11) e isolando  $\Delta t_2$ , define-se (2.12).

$$\Delta t_2 = \sqrt{L_r C_r} \arccos\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \quad (2.12)$$

Também através da interpretação geométrica da Figura 2.14, define-se a equação de  $I_2$ . Através do teorema de Pitágoras e da equação do raio (2.13) encontra-se a relação (2.14).

$$Rd = V_i + V_o \quad (2.13)$$

$$R_d^2 = (V_i + V_o)^2 = (I_2 Z)^2 + (V_i - V_o)^2 \quad (2.14)$$

Substituindo (2.4) em (2.14) e isolando  $I_2$ , define-se (2.15).

$$I_2 = 2V_i \sqrt{q} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (2.15)$$

Nota-se que as equações (2.12) e (2.15) dependem apenas dos parâmetros do circuito, ou seja, das etapas ressonantes, ou seja, elas não transferem energia para carga, mas interferem diretamente no funcionamento do conversor.

O plano de fase da terceira etapa de operação é apresentado na Figura 2.15. Esta é uma etapa linear, e a equação da tensão no indutor é apresentada em (2.16).

$$v_{Lr} = V_i - V_o = L_r \frac{I_1 - I_2}{\Delta t_3} \quad (2.16)$$

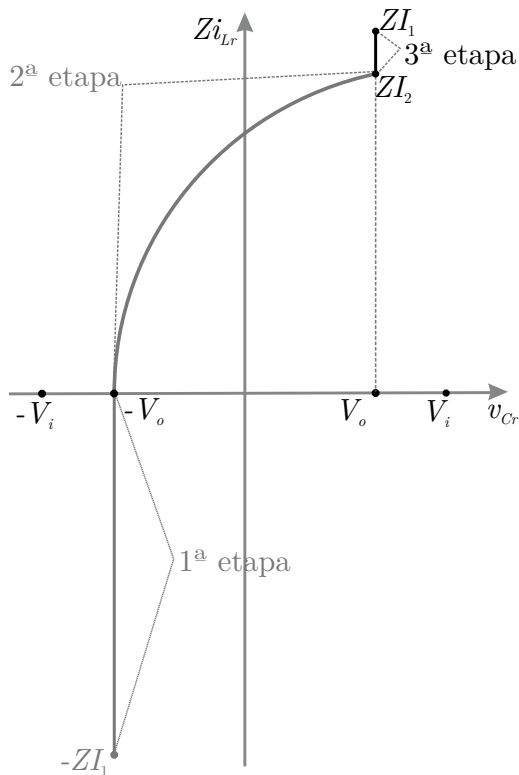
O plano de fase completo do CPR-ST é apresentado na Figura 2.16.

Da relação do período de comutação, define-se (2.17).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_s}{2} \quad (2.17)$$



Figura 2.15 – Plano de fase da terceira etapa de operação do CPR-ST.



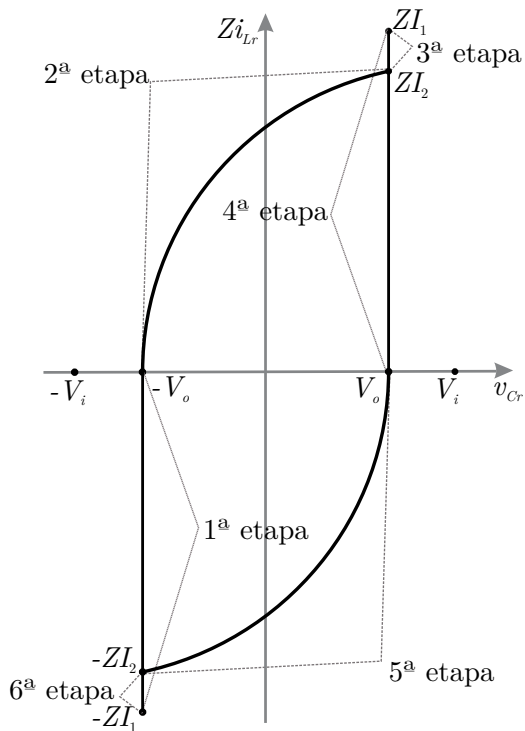
Isolando  $\Delta t_3$  em (2.16) e (2.17), é definida a igualdade (2.18).

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_2 = L_r \frac{(I_1 - I_2)}{V_i - V_o} \quad (2.18)$$

Isolando  $I_1$  em (2.8) e substituindo juntamente com (2.12) e (2.15) em (2.18), encontra-se a equação de  $\Delta t_1$ , definida em (2.19).

$$\Delta t_1 = \frac{T_s(1-q)}{4} + \sqrt{L_r C_r} \sqrt{q} - \frac{\sqrt{L_r C_r}(1-q) \arccos\left(\frac{1-q}{1+q}\right)(1-q)}{2} \quad (2.19)$$

Figura 2.16 – Plano de fase completo CPR-ST.



Substituindo (2.19) em (2.8), encontra-se a equação de  $I_1$ , dada por (2.20).

$$I_1 = \frac{V_i T_s (1 - q^2)}{4L_r} + V_i (1 + q) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ \sqrt{q} - \frac{(1 - q) \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right)}{2} \right] \quad (2.20)$$

Da forma de onda da corrente de saída (Figura 2.12), pode-se definir o seu valor médio, conforme (2.21).

$$I_o = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \left[ \frac{\Delta t_1 I_1}{2} + \frac{\Delta t_3 (I_1 + I_2)}{2} \right] \quad (2.21)$$

Substituindo os valores referentes em (2.21), define-se a equação de  $I_o$  em função dos parâmetros do circuito, conforme (2.3.2).

$$I_o = \frac{V_i T_s (1 - q^2)}{8L_r} + \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ 2\sqrt{q}(1 - q) - (1 - q^2) \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right) \right] - \frac{V_i C_r}{T_s} \left[ 2q + 2\sqrt{q}(1 + q) \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right) - \frac{(1 - q^2) \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right)^2}{2} \right]$$

### 2.3.3 Característica estática

A corrente de saída pode ser parametrizada através de uma corrente de base, definida em (2.22).

$$I_b = \frac{V_i}{Z} = \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (2.22)$$

Através da corrente de base, é definida a corrente média de saída parametrizada, apresentada em (2.23).

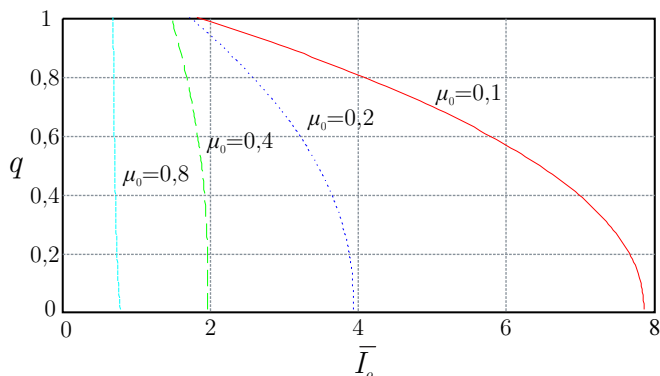
$$\begin{aligned} \bar{I}_o = \frac{I_o}{I_b} = & \frac{\pi}{4\mu_0} (1 - q^2) + \sqrt{q}(1 + q) - \\ & - \frac{\arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right)(1 - q^2)}{2} - \frac{\mu_0 q}{\pi} - \\ & - \frac{\mu_0 \sqrt{q}}{\pi} \arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right) (1 + q) - \\ & - \frac{\arccos\left(\frac{1 - q}{1 + q}\right)(1 - q^2)}{4\pi} \end{aligned} \quad (2.23)$$

A definição da equação de  $\bar{I}_o$  permite traçar as curvas de  $q$  por  $\bar{I}_o$  para diferentes valores de  $\mu_0$ , e este conjunto de curvas é denominado de característica estática do conversor (também denominado em alguns trabalhos de característica externa). A Figura 2.17

mostra a característica estática do conversor em análise e é observado que, para valores baixos de  $\mu_0$  (frequência de ressonância acima da frequência de comutação), na faixa de 0,1, o conversor apresenta característica de fonte de tensão (variação do ganho estático com a corrente de saída) e, conforme este valor aumenta, a saída do conversor adquire característica de fonte de corrente (corrente de saída constante).

Como o interesse deste trabalho são conversores para alta tensão, é indicado que se trabalhe com valores baixos de  $\mu_0$  (em torno de 0,1) para que se consiga um controle da tensão de saída. Isso também é conveniente no projeto do transformador, pois os valores obtidos de indutância de dispersão e capacitância intrínseca dos transformadores de alta tensão são em boa parte satisfatórios em termos de  $\mu_0$ , e quando necessários componentes externos para ajustes, estes tendem a ser de baixos valores.

Figura 2.17 – Curvas de  $q \times \bar{I}_o$  para diferentes valores de  $\mu_0$ .



## 2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram realizadas considerações acerca de conversores para alta tensão para aplicações em TWT e conversores ressonantes. Ficou constatado que o conversor paralelo ressonante com saída em tensão é particularmente interessante para aplicações em alta tensão, devido a possibilidade de utilizar os parâmetros do

transformador em seu projeto, reduzindo assim o número de componentes do conversor. Foi desenvolvido, então, o equacionamento do CPR-ST para uma modulação de dois níveis, sendo que a metodologia de análise apresentada será usada nas próximas etapas deste trabalho. Adicionalmente, para aplicações em fontes de alta tensão para válvulas TWT, o estágio de saída do conversor CPR-ST é substituído por um conjunto de secundários, conectados em série, como mostrado na Figura 2.2, o que fornece as tensões intermediárias e totais de polarização da válvula.



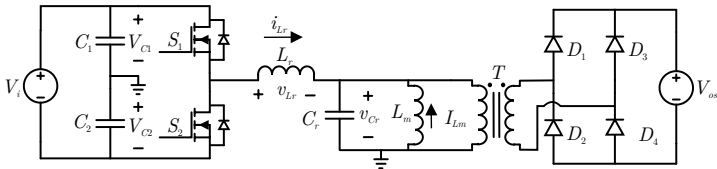
## CAPÍTULO 3

### ANÁLISE DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR EM PONTE COMPLETA

Este capítulo apresenta a análise do conversor CPR-MPA-ST com o retificador de saída em ponte completa. Serão expressas as etapas de operação, formas de onda e equacionamento para o modo de condução contínua e diferentes valores de ganho estático.

A Figura 3.1 apresenta a estrutura completa do conversor, com as convenções de polaridade de tensão e sentido de corrente atribuído nas análises.

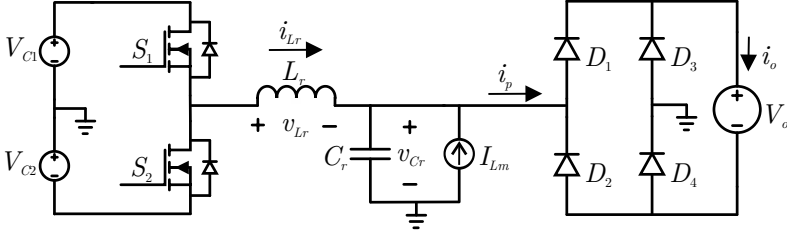
Figura 3.1 – Circuito completo do CPR-MPA-ST.



Um circuito simplificado empregado na análise é apresentado na Figura 3.2. Nele foram feitas as seguintes considerações: tensão

constante nos capacitores de entrada ( $C_1$  e  $C_2$ ); valor elevado de  $L_m$ , de forma que a corrente na magnetizante possa ser considerada constante; e parâmetros do transformador refletidos ao primário.

Figura 3.2 – Circuito simplificado do CPR-MPA-ST.



A corrente no indutor ( $i_{Lr}$ ) apresenta comportamento diferente de acordo com a relação entre a tensão de saída e a tensão nos capacitores de entrada, sendo possível três situações diferentes para o modo de condução contínua: 1<sup>a</sup>) Quando a tensão de saída é maior que a tensão nos dois capacitores; 2<sup>a</sup>) Quando a tensão de saída é menor que a tensão nos dois capacitores; e 3<sup>a</sup>) Quando a tensão de saída é um valor intermediário, ou seja, maior que  $V_{C1}$  e menor que  $V_{C2}$ . A análise apresentada a seguir considera um  $D > 0,5$ , assim, o interruptor  $S_1$  fica mais tempo em condução que  $S_2$ . Para  $D < 0,5$  o funcionamento do conversor é semelhante, porém com as assimetrias ocorrendo de forma oposta.

### 3.1 ANÁLISE ESTÁTICA

Esta seção analisa o CPR-MPA-ST com retificador ponte completa na saída. Em um primeiro momento, será considerado um valor da tensão de saída que esteja entre os valores das tensões nos capacitores de entrada, ou seja,  $V_{C1} < V_o < V_{C2}$ .

#### 3.1.1 Etapas de operação

Para o modo de condução contínua (MCC), o CPR-MPA-ST apresenta seis etapas de operação, que serão descritas a seguir. Essas etapas consideram ideal a comutação dos interruptores, ou

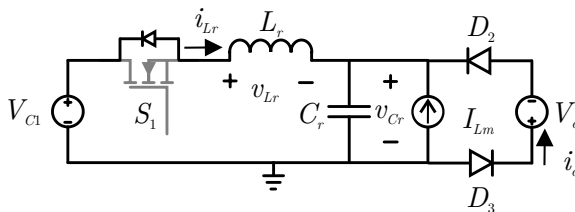


seja, elas não consideram tempo morto e os fenômenos envolvidos na comutação dos interruptores.

### 3.1.1.1 Primeira etapa de operação ( $\Delta t_1$ )

Na primeira etapa de operação, apresentada na Figura 3.3, o interruptor  $S_2$  é bloqueado e  $S_1$  entra em condução. A ponte de diodos na saída está em condução, e a tensão sobre o capacitor ressonante é o negativo da tensão de saída. A fonte de entrada do circuito ressonante é o capacitor  $C_1$ . A tensão sobre o indutor ressonante será a soma da tensão no capacitor  $C_1$  e  $V_o$ , assim, a corrente no indutor é negativa ( $-I_1$ ) e tem derivada positiva. Nos conversores ressonantes com característica simétrica, esta etapa termina quando a corrente no indutor chega à zero, porém, nesta estrutura assimétrica há uma corrente média na indutância magnetizante do transformador causada pelas correntes assimétricas na ponte de diodos de saída. Assim, no CPR-MPA-ST com saída em ponte completa, a primeira etapa de operação se encerra quando a corrente na ponte de diodos chega à zero. Neste instante, a corrente no indutor será igual a corrente média na magnetizante. Esta etapa é regenerativa para a fonte de entrada e de transferência para a fonte de saída.

Figura 3.3 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação.

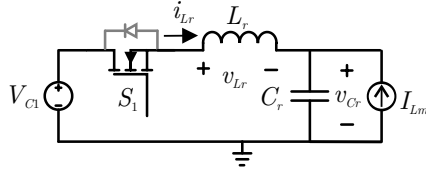


### 3.1.1.2 Segunda etapa de operação ( $\Delta t_2$ )

A segunda etapa de operação (Figura 3.4) se inicia com o bloqueio da ponte de diodos. O capacitor  $C_1$  fica em série com o indutor ressonante e em paralelo com a indutância magnetizante e o capacitor ressonante. Sendo assim, esta é uma etapa ressonante, que

duza até a tensão em  $C_r$  se igualar a tensão de saída. Neste instante, a corrente  $i_{Lr}$  terá o valor  $I_2$ . Nesta etapa não há transferência de energia para a saída.

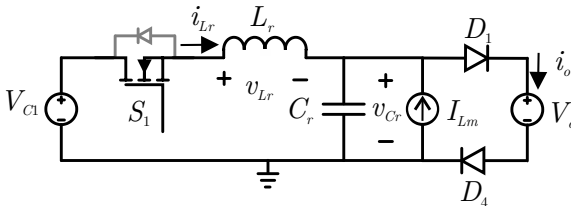
Figura 3.4 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.



### 3.1.1.3 Terceira etapa de operação ( $\Delta t_3$ )

Quando a tensão em  $C_r$  atinge o valor  $V_o$ , a ponte de diodos volta a conduzir e se inicia a terceira etapa de operação (Figura 3.5). Nesta etapa, a tensão em  $L_r$  é a diferença entre a tensão  $V_{C1}$  e  $V_o$ , portanto, a corrente no indutor tem derivada negativa (de  $I_2$  para  $I_3$ ). Esta etapa termina com o bloqueio de  $S_1$  e a entrada em condução de  $S_2$ . Nesta etapa a fonte de entrada está fornecendo energia e há transferência para a fonte de saída.

Figura 3.5 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.

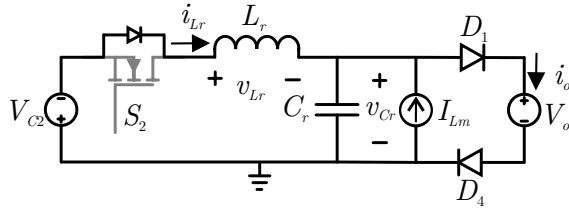


### 3.1.1.4 Quarta etapa de operação ( $\Delta t_4$ )

Após o bloqueio de  $S_1$  e a entrada em condução de  $S_2$ , tem início a quarta etapa de operação, apresentada na Figura 3.6. Esta etapa é semelhante a primeira etapa de operação, porém tem as polaridades de tensão e sentidos da corrente invertidos. A fonte de tensão de entrada é representada pelo negativo da tensão no capacitor

$C_2$ , que possui tensão maior que a tensão de saída. O corrente no indutor é positiva ( $I_3$ ) e sua derivada é negativa. Assim como na primeira etapa há regeneração de energia para a fonte de entrada e transferência para a fonte de saída.

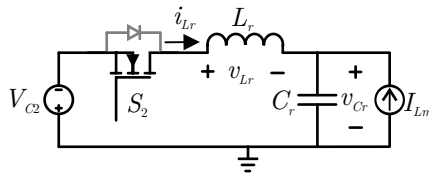
Figura 3.6 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.



### 3.1.1.5 Quinta etapa de operação ( $\Delta t_5$ )

Assim como a segunda etapa de operação, a quinta etapa se inicia quando a corrente na ponte de diodos se anula, o que provoca seu bloqueio. Assim, há uma etapa ressonante, conforme apresentado na Figura 3.7. A corrente no indutor ao fim desta etapa será  $-I_4$ . Não há transferência de energia para a saída nesta etapa de operação.

Figura 3.7 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação.

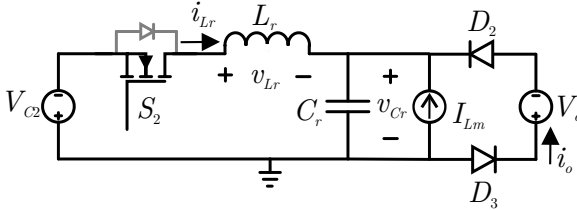


### 3.1.1.6 Sexta etapa de operação ( $\Delta t_6$ )

A sexta etapa de operação, apresentada na Figura 3.8, se inicia quando a tensão em  $C_r$  atinge o valor de  $-V_o$ , o que coloca a ponte de diodos em condução. A tensão sobre o indutor ressonante será a diferença entre  $-V_{C2}$  e  $-V_o$ . A corrente  $i_{Lr}$  é negativa, assim como sua derivada, variando de  $-I_4$  a  $-I_1$ . Nesta etapa a fonte de

entrada está fornecendo energia e há transferência para a fonte de saída, assim como a terceira.

Figura 3.8 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação.



### 3.1.2 Formas de onda e plano de fase

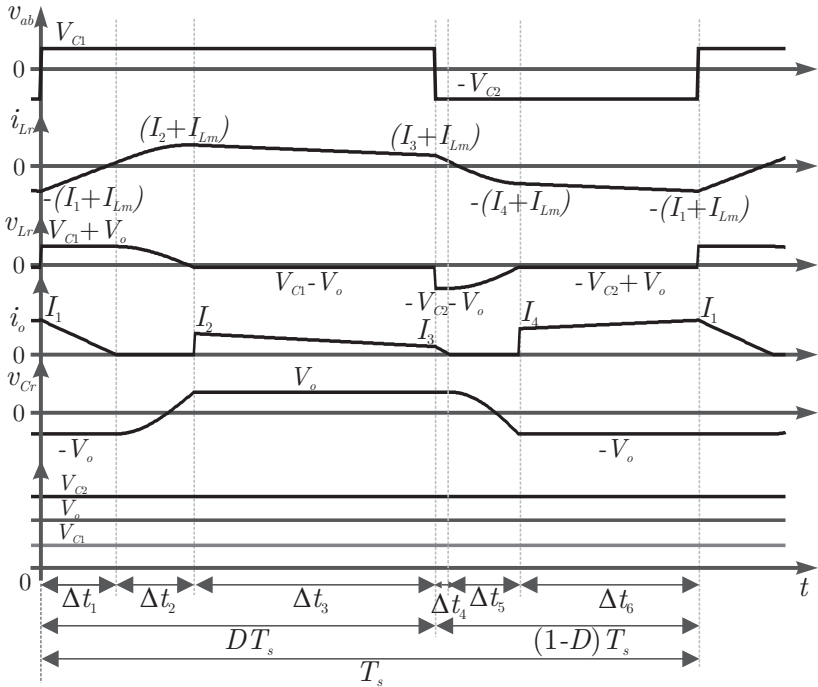
As principais formas de onda do CPR-MPA-ST são mostradas na Figura 3.9. Observa-se que a transferência de potência para a carga ocorre apenas nas etapas lineares. Além disso, a corrente na carga é uma forma retificada da corrente no indutor, porém, sem o nível CC causado pela corrente na magnetizante. A corrente na terceira etapa de operação é decrescente, portanto em certas condições o conversor pode entrar no modo de condução descontínua.

Na Figura 3.10 é apresentado o plano de fase. Nota-se o nível CC causado pela corrente média na magnetizante, ou seja, a etapa ressonante não se inicia quando a corrente no indutor chega a zero, como ocorre em outros conversores ressonantes, mas quando a corrente na ponte de diodos chega a zero.

### 3.1.3 Equacionamento

O equacionamento do conversor é realizado analisando as etapas de operação. Ele é baseado nas análises apresentadas na Seção 2.3, porém, como não há simetria, todas as etapas de operação devem ser analisadas. Primeiramente são determinadas as tensões nos capacitores de entrada. Depois é realizada a análise das etapas ressonantes através do plano de fase. A seguir são analisadas as etapas lineares. Por último, é determinada a equação da corrente de saída, sendo feita sua análise em função dos parâmetros do conversor.

Figura 3.9 – Principais formas de onda do CPR-HBA-ST.



### 3.1.3.1 Tensão nos capacitores de entrada

Para definir a tensão média nos capacitores de entrada, redesenhou-se o circuito da Figura 3.2 conforme apresentado na Figura 3.11. Como visto nesta figura, tem-se os dois indutores conectando o ponto médio entre os interruptores e os capacitores.

Sabe-se que a tensão média nos indutores é 0, assim, a tensão média no capacitor  $C_1$  é igual a tensão média no interruptor  $S_1$ , e a tensão média em  $C_2$  é igual a tensão média em  $S_2$ . Ao considerar que  $S_1$  conduz durante o período  $D$ , ou seja, nesse período a tensão sobre ele é 0, e que durante o restante do tempo  $(1 - D)$  ele está submetido à tensão da fonte de entrada, pode-se definir a tensão média sobre

Figura 3.10 – Plano de fase CPR-HBA-ST.

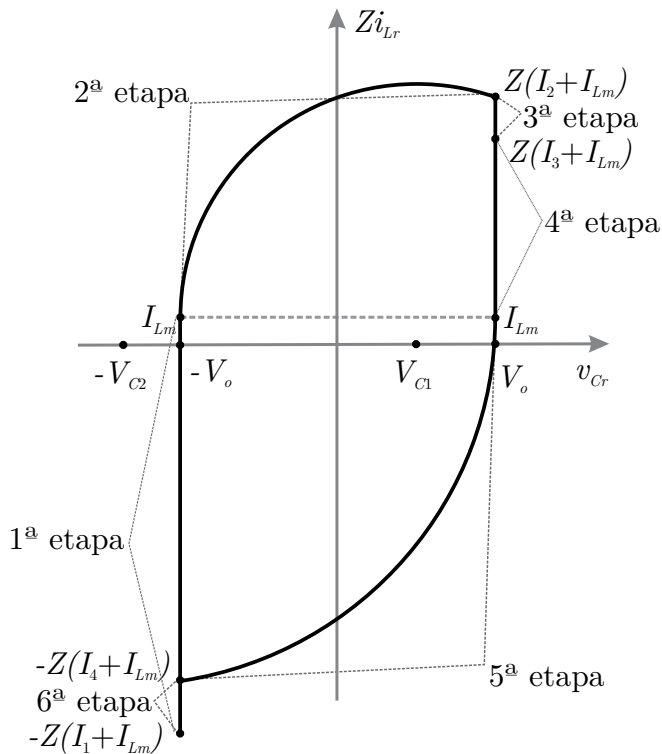
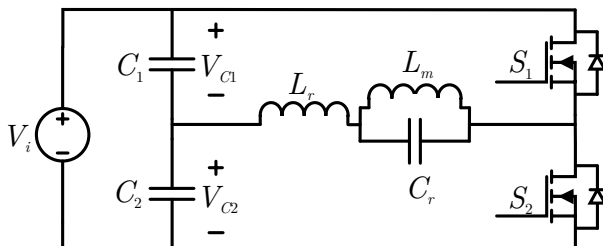


Figura 3.11 – Circuito equivalente do CPR-HBA-ST.



este interruptor e, conseqüentemente, sobre  $C_1$ , conforme (3.1).

$$V_{C1} = V_{S1} = (1 - D)V_i \quad (3.1)$$

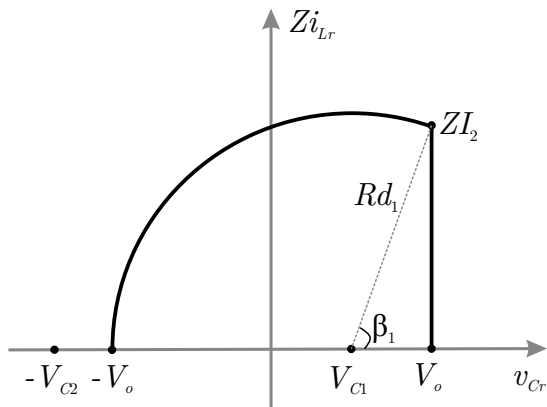
Como a soma da tensão dos capacitores é igual a tensão de entrada, define-se a tensão média em  $S_2$  e  $C_2$  conforme (3.2).

$$V_{C2} = V_{S2} = V_i - V_{C1} = DV_i \quad (3.2)$$

### 3.1.3.2 Análise das etapas ressonantes

A análise das etapas ressonantes é realizado via plano de fase, no qual o correspondente a segunda etapa de operação é apresentado na Figura 3.12, sendo que o nível CC causado pela corrente na indutância magnetizante foi desconsiderado.

Figura 3.12 – Plano de fase da segunda etapa de operação.



O raio da circunferência referente a segunda etapa de operação é definido por (3.3).

$$Rd_1 = V_{C1} + V_o \quad (3.3)$$

Da Figura 3.12 e da relação (2.3), encontra-se o ângulo

percorrido nesta ( $\beta_1$ ) etapa, dado por (3.4).

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \pi - \theta = \pi - \arccos \left( \frac{V_o - (1-D)V_i}{V_o + (1-D)V_i} \right) \\ &= \pi - \arccos \left( \frac{q - (1-D)}{q + (1-D)} \right)\end{aligned}\quad (3.4)$$

Dada a equação da velocidade angular, apresentada em (2.10) e  $\beta_1$ , define-se  $\Delta t_2$ , conforme apresentado em (3.5).

$$\Delta t_2 = \beta_1 \sqrt{L_r C_r} \quad (3.5)$$

Através da interpretação geométrica da Figura 3.12, de (2.3) e (2.4), define-se a equação de  $I_2$ , apresentada em (3.6).

$$I_2 = 2V_i \sqrt{q(1-D)} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (3.6)$$

O plano de fase da quinta etapa de operação pode, por analogia a segunda etapa, ser redesenhando conforme a Figura 3.13.

O raio da circunferência referente a quinta etapa de operação é definido por (3.7).

$$Rd_2 = V_{C2} + V_o \quad (3.7)$$

O ângulo  $\beta_2$ , neste caso, é definido por (3.8).

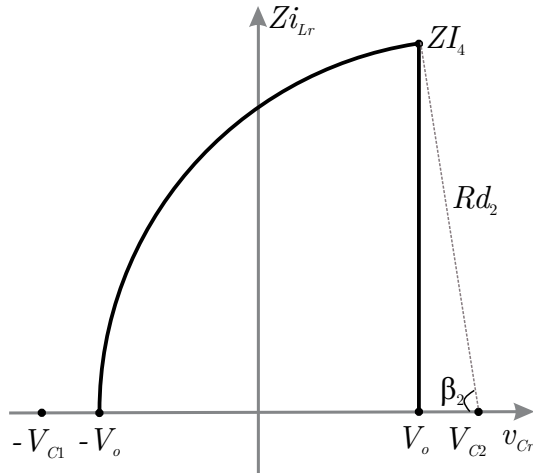
$$\beta_2 = \arccos \left( \frac{DV_i - V_o}{DV_i + V_o} \right) = \arccos \left( \frac{D - q}{D + q} \right) \quad (3.8)$$

Através do ângulo percorrido e utilizando (2.10), define-se no período  $\Delta t_5$  conforme (3.9).

$$\Delta t_5 = \beta_2 \sqrt{L_r C_r} \quad (3.9)$$



Figura 3.13 – Plano de fase da quinta etapa de operação.



De maneira similar a realizada em (3.6), define-se  $I_4$  conforme (3.10).

$$I_4 = 2V_i \sqrt{qD} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (3.10)$$

### 3.1.3.3 Análise das etapas lineares

A partir das equações (2.3), (2.7) e da Figura 3.9, definem-se as equações das etapas lineares, sendo a relativa a primeira etapa de operação apresentada em (3.11), a relativa a terceira etapa de operação apresentada em (3.12), a relativa a quarta etapa de operação apresentada em (3.13) e, por ultimo, a relativa a sexta etapa de operação, apresentada em (3.14).

$$V_i(1 - D + q) = L_r \frac{I_1}{\Delta t_1} \quad (3.11)$$

$$V_i(q + D - 1) = L_r \frac{(I_2 - I_3)}{\Delta t_3} \quad (3.12)$$

$$V_i(D + q) = L_r \frac{I_3}{\Delta t_4} \quad (3.13)$$

$$V_i(D - q) = L_r \frac{(I_1 - I_4)}{\Delta t_6} \quad (3.14)$$

### 3.1.3.4 Relações temporais

Das relações entre a duração das etapas de operação e o período de comutação, definem-se (3.15), (3.16), (3.17).

$$DT_s = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (3.15)$$

$$(1 - D)T_s = \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 \quad (3.16)$$

$$T_s = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 \quad (3.17)$$

Ao observar a Figura 3.11, nota-se que o capacitor  $C_r$  está em paralelo com a indutância magnetizante, ou seja, sua tensão média é nula. Ao analisar a forma de onda da tensão em  $C_r$  apresentada na Figura 3.9, pode-se considerar que a tensão média nas etapas lineares é próxima de zero. Assim, para que o valor médio de  $v_{C_r}$  seja nulo, define-se a relação (3.18).

$$\Delta t_3 + \Delta t_4 = \Delta t_1 + \Delta t_6 \quad (3.18)$$

### 3.1.3.5 Análise da corrente de saída

Para que seja definida a equação da corrente média de saída, deve-se primeiro definir as equações de  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_3$ ,  $\Delta t_4$ ,  $\Delta t_6$ ,  $I_1$  e  $I_3$ , conforme será apresentado a seguir.

Substituindo (3.5), (3.9) e (3.18) em (3.17), se encontram as relações (3.19) e (3.20).

$$2\Delta t_1 + 2\Delta t_6 = T_s - \sqrt{L_r C_r}(\beta_1 + \beta_2) \quad (3.19)$$

$$2\Delta t_3 + 2\Delta t_4 = T_s - \sqrt{L_r C_r}(\beta_1 + \beta_2) \quad (3.20)$$

Isolando  $\Delta t_6$  em (3.19) e substituindo em (3.14), define-se (3.21).

$$V_i(D - q) = L_r \frac{\left( I_1 - 2V_i \sqrt{qD} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right)}{T_s - \sqrt{L_r C_r}(\beta_1 + \beta_2) - 2\Delta t_1} \quad (3.21)$$

Isolando  $I_1$  em (3.11) e (3.21), igualando os termos e posteriormente isolando  $\Delta t_1$ , define-se a equação de  $\Delta t_1$  conforme (3.22).

$$\Delta t_1 = \frac{(D - q)}{2} [T_s - \sqrt{L_r C_r}(\beta_1 + \beta_2)] + 2\sqrt{qD} \sqrt{C_r L_r} \quad (3.22)$$

Substituindo (3.22) em (3.11), define-se  $I_1$ , conforme (3.23).

$$I_1 = \frac{V_i(1 - D + q)(D - q)T_s}{2L_r} - V_i(1 - D + q) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ \frac{(D - q)}{2}(\beta_1 + \beta_2) - 2\sqrt{qD} \right] \quad (3.23)$$

Substituindo (3.5) e (3.22) em (3.15), define-se  $\Delta t_3$  conforme (3.24).

$$\Delta t_3 = \frac{(D + q)T_s}{2} + \sqrt{L_r C_r} \left[ \frac{(D - q)}{2}(\beta_1 + \beta_2) - \beta_1 - 2\sqrt{qD} \right] \quad (3.24)$$

Substituindo (3.22) em (3.19), define-se  $\Delta t_6$  conforme (3.25).

$$\Delta t_6 = \frac{(1-D+q)T_s}{2} + \sqrt{L_r C_r} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) - 2\sqrt{qD} \right] \quad (3.25)$$

Substituindo (3.9) e (3.25) em (3.16), define-se  $\Delta t_4$  conforme (3.26).

$$\Delta t_4 = \frac{(1-D+q)T_s}{2} - \sqrt{L_r C_r} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) + \beta_2 - 2\sqrt{qD} \right] \quad (3.26)$$

Por fim, é definido  $I_3$ , substituindo (3.26) em (3.16), conforme

$$I_3 = \frac{V_i(1-D-q)(D+q)T_s}{2L_r} - V_i(D+q) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) + \beta_2 - 2\sqrt{qD} \right] \quad (3.27)$$

Apesar de não interferir diretamente no cálculo da corrente de saída, é importante conhecer o valor da corrente média na indutância magnetizante para o projeto do transformador e também para o cálculo dos esforços nos componentes, pois esta corrente circula pelos interruptores e capacitores de entrada. Ao considerar que a corrente média em  $L_r$  é nula, pois ela circula pelos capacitores de entrada, a corrente  $I_{Lm}$  é oriunda da assimetria na ponte de diodos de saída, ou seja, é igual ao valor médio da corrente  $i_p$  da Figura 3.2. O valor médio de  $i_p$ , por sua vez, consiste da diferença de corrente entre

as etapas em que os diodos  $D_1/D_4$  ( $\Delta t_3$  e  $\Delta t_4$ ) ou  $D_2/D_3$  ( $\Delta t_6$  e  $\Delta t_1$ ) estão em condução. Considerando estes fatores, define-se  $I_{Lm}$  conforme esta diferença entre as etapas de transferência de energia, definida em (3.28).

$$I_{Lm} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_3 \Delta t_4}{2} + \frac{(I_2 + I_3) \Delta t_3}{2} - \frac{I_1 \Delta t_1}{2} - \frac{(I_4 + I_1) \Delta t_6}{2} \right] \quad (3.28)$$

Definidos os parâmetros internos do conversor, o próximo passo é definir a equação da corrente média de saída. Da análise da forma de onda apresentada na Figura 3.9, define-se  $I_o$  conforme (3.29).

$$I_o = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_1 \Delta t_1}{2} + \frac{(I_2 + I_3) \Delta t_3}{2} + \frac{I_3 \Delta t_4}{2} + \frac{(I_4 + I_1) \Delta t_6}{2} \right] \quad (3.29)$$

Substituindo os parâmetros anteriormente apresentados em (3.29), define-se a equação da corrente média de saída conforme (3.30).

$$\begin{aligned} I_o = & \frac{V_i [(D(1-D) - q^2) T_s]}{4L_r} - \\ & - \frac{V_i}{4} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \{ (\beta_1 + \beta_2) [D(1-D) - q^2 + q(D-1-q)] + \\ & + (D+q)\beta_2 - 2(D+q)\sqrt{q(1-D)} - 2(2-D+3q)\sqrt{qD} \} + \\ & + \frac{V_i C_r}{4T_s} \{ (\beta_1 + \beta_2) [q(\beta_1 + \beta_2) + (D+q)\beta_2 + \\ & + 2(D-q)\sqrt{q(1-D)} + 2(2-D+3q)\sqrt{qD}] - \\ & - 4\sqrt{q(1-D)}(2\sqrt{qD} + \beta_1) - 8Dq \} \end{aligned} \quad (3.30)$$

De modo semelhante ao apresentado na Seção 2.3 é realizada a normalização da corrente de saída usando a corrente de base (2.23),

conforme (3.31).

$$\begin{aligned} \bar{I}_o = \frac{I_o}{I_b} = & \frac{\pi}{2\mu_o} [D(1-D) - q^2] - \\ & - \frac{1}{4}(\beta_1 + \beta_2)[D(1-D) - q^2 + q(D-1-q)] + \\ & - \frac{1}{4}(D+q)\beta_2 + \frac{1}{2}(D+q)\sqrt{q(1-D)} + \\ & + \frac{1}{2}(2-D+3q)\sqrt{Dq} + \frac{1}{8\pi}(\beta_1 + \beta_2)\mu_o \end{aligned} \quad (3.31)$$

### 3.1.4 Análise para $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ e $V_{C1} < V_{C2} < V_o$

Antes de apresentar as curvas de característica estática do conversor, será realizada uma breve análise para o caso em que a tensão de saída é menor que a tensão dos capacitores de entrada e o sobre caso em que a tensão de saída é maior que a tensão os capacitores de entrada.

Para o caso em que a  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ , há duas diferenças no equacionamento apresentado na Subsecção 3.1.3. A primeira é que o ângulo  $\beta_1$  (3.4) é menor que  $90^\circ$ , ou seja, seu equacionamento fica semelhante a equação de  $\beta_2$  (3.8), sendo definida por (3.32).

$$\beta_1 = \arccos \left( \frac{(1-D)V_i - V_o}{(1-D)V_i + V_o} \right) = \arccos \left( \frac{(1-D) - q}{(1-D) + q} \right) \quad (3.32)$$

Agora, se utilizada a equação (3.4) para calcular o ângulo  $\beta_1$  na situação em que  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ , o termo do numerador do arccos  $(V_o - (1-D)V_i)$  será negativo, pois  $V_o < (1-D)V_i$ . De acordo com as relações trigonométricas, tem-se que  $\arccos(x) = \pi - \arccos(-x)$ , ou seja, a equação (3.4) é válida para o cálculo de  $\beta_1$  na situação em que  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ .

A segunda diferença é na terceira etapa de operação, pois a tensão sobre  $L_r$  será positiva. Isso gera uma vantagem em relação a situação em que  $V_{C1} < V_o < V_{C2}$ , pois o conversor não apresentará modo de condução descontínua, porém ao preço de maiores esforços de

tensão no transformador devido ao baixo ganho estático. Em termos de equacionamento, há uma diferença na equação da terceira etapa de operação (3.12), conforme apresentado em (3.33). A diferença entre (3.12) e (3.33) é uma inversão de sinal nos dois lados da igualdade, ou seja, as equações apresentadas na Subseção 3.1.3 são válidas para o equacionamento do conversor na situação  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ .

$$V_i(1 - D - q) = L_r \frac{(I_3 - I_2)}{\Delta t_3} \quad (3.33)$$

Assim como para o caso  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ , as equações da Subseção 3.1.3 também são válidas para  $V_{C1} < V_{C2} < V_o$ , porém a diferença neste caso estará no ângulo  $\beta_2$  e na equação da sexta etapa de operação, na qual o indutor estará sendo desmagnetizado, ou seja, nesta situação o conversor poderá entrar facilmente em modo de condução descontínua.

### 3.1.5 Característica estática do CPR-MPA-ST

As curvas de característica de ganho estático por corrente normalizada de saída para diferentes valores de  $\mu_0$  e  $D$  fixo em 0,55 são apresentadas da Figura 3.14. Assim como o conversor apresentado na Seção 2.3, o CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa apresenta característica de fonte de tensão para valores de  $\mu_0$  onde a frequência de ressonância é cerca de uma década acima da frequência de comutação, na faixa de 0,1, e para valores maiores de  $\mu_0$ , a partir de 0,5, apresenta característica de fonte de corrente. Neste conversor, no entanto, há um limite de ganho estático para valores baixos de  $\mu_0$ , causado pela variação da corrente na magnetizante com o ganho estático. Por exemplo, na curva de  $\mu_0 = 0,1$ , o máximo ganho estático com transferência de energia é cerca de 0,58. É interessante então, para aplicações em alta tensão, que o CPR-MPA-ST trabalhe com valores baixos de  $\mu_0$  e  $q$  para que o conversor tenha característica de fonte de tensão.

A Figura 3.14 apresenta as curvas de razão cíclica por corrente normalizada de saída para diferentes valores de  $q$  e  $\mu_0$  fixo em 0,14. Conforme esperado em um conversor meia ponte com modula-

ção assimétrica, o ponto de máxima transferência de potência ocorre para  $D = 0,5$ . Estas curvas também mostram que o conversor pode controlar a tensão de saída pela razão cíclica, pois há variação de ganho estático em função de  $D$ .

Figura 3.14 – Curvas de  $q \times \bar{I}_o$  para diferentes valores de  $\mu_o$ .

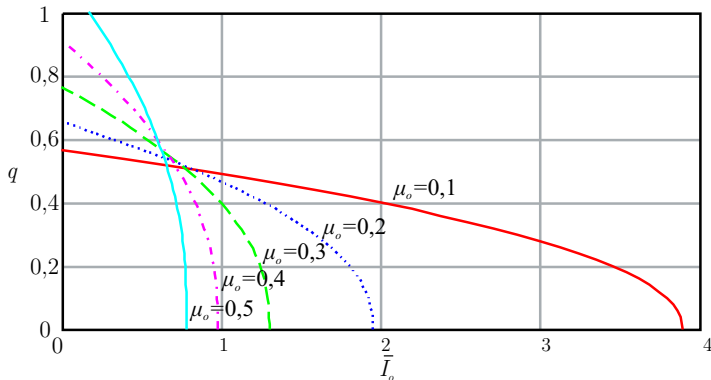
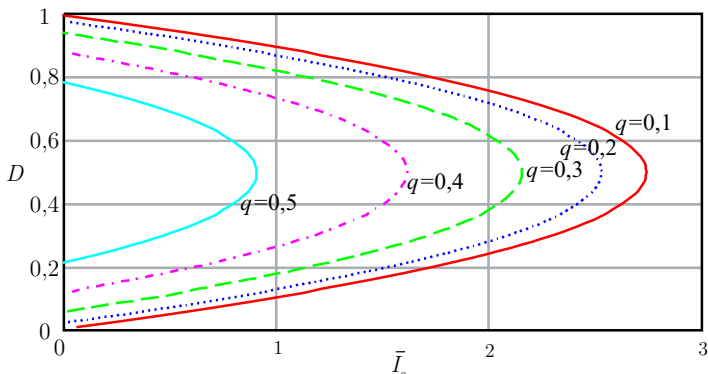


Figura 3.15 – Curvas de  $D \times \bar{I}_o$  para diferentes valores de  $q$ .



### 3.2 EXEMPLO DE PROJETO

Um exemplo de projeto será apresentado com as especificações de:  $V_i = 400$  V;  $V_{os} = 400$  V (tensão de saída no secundário);  $P_{omin} = 0,9$  kW;  $P_{omax} = 1$  kW;  $f_s = 50$  kHz. A planilha de projeto deste conversor é apresentada no Apêndice A.



Com base nas curvas apresentadas na Figura 3.14, foi escolhido  $q = 0,25$  ( $V_o = 100$  V), para que o conversor opere em uma região com característica estática adequada e em condução contínua ( $V_o < VC_1 < VC_2$ ). A corrente média de saída refletida ao primário é calculada com base em  $P_o$  e  $V_o$ , sendo seu valor igual a 10,4 A. Com base na Figura 3.15, foi escolhido  $D = 0,55$  para que não haja assimetrias acentuadas no ponto de operação e para que o conversor tenha margem para operar em sobrecarga e em transitórios, pois o ponto de máxima transferência de potência é  $D = 0,5$ .

Com  $q$  definido, é calculada a relação de transformação, conforme (3.34).

$$\eta = \frac{V_{os}}{qV_i} = 4 \quad (3.34)$$

Para que o conversor transfira 1 kW com  $D = 0,55$  e  $q = 0,25$ , é necessário um  $\mu_0$  de 0,14. Este valor de  $\mu_0$  é obtido via planilha de cálculo, onde se atribui um valor de capacitância e se ajusta o valor da indutância ou vice-versa. Foi escolhido nesse projeto  $C_r = 5$  nF, e de (2.2) foi obtido  $L_r = 40$   $\mu$ H. Definidos estes valores, são encontrados todos os dados necessários ao projeto do conversor, conforme apresentado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações do conversor.

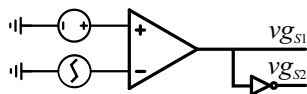
$V_i = 400$ V	$V_{os} = 400$ V
$q = 0,25$	$\eta = 4$
$I_{o1kW} = 10,4$ A	$I_{o0,9kW} = 9,2$ A
$f_s = 50$ kHz	$\mu_0 = 0,14$
$L_r = 40$ $\mu$ H	$C_r = 5$ nF
$D_{1kW} = 0,55$	$D_{0,9kW} = 0,675$
$I_{Lm1kW} = 1,08$ A	$I_{Lm0,9kW} = 3,78$ A

Numa implementação prática, com os valores de  $L_r$ ,  $C_r$ ,  $\eta$  e  $I_{Lm0,9kW}$  pode ser realizado o projeto do transformador. Após construído o transformador, são obtidos os valores reais de  $L_r$ ,  $C_r$  e, caso eles não estejam de acordo com os valores da Tabela 3.1, são adicionados componentes externos para o ajuste de  $\mu_0$ .

### 3.2.1 Modulador

O modulador deste conversor, apresentado na Figura 3.16, é um modulador PWM simples, baseado na comparação entre uma onda triangular ou dente de serra e um sinal constante, onde é gerado pulso para o interruptor  $S_1$ , sendo o pulso do interruptor  $S_2$  complementar a este.

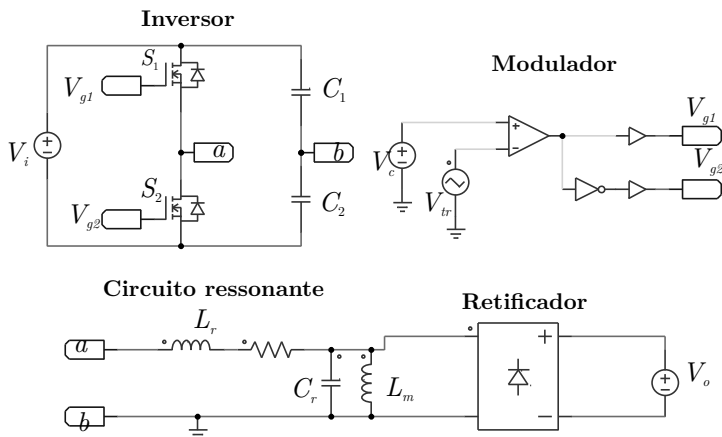
Figura 3.16 – Modulador.



### 3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Simulações foram realizadas com as especificações apresentadas na Seção 3.2 para validação das análises realizadas até aqui. O circuito utilizado nas simulações é apresentado na Figura 3.17, sendo os parâmetros do transformador refletidos ao primário.

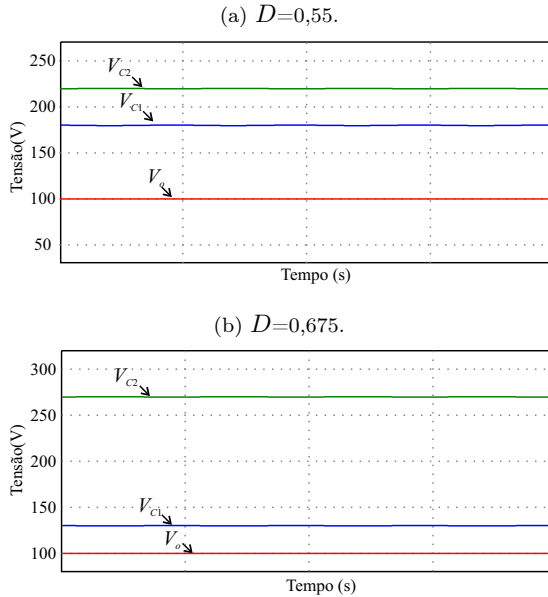
Figura 3.17 – Circuito de simulação.



Na Figura 3.18 são apresentadas as tensões nos capacitores de entrada e a tensão de saída refletida ao primário para o valor mínimo e máximo de razão cíclica especificados. Mesmo no ponto

com a maior razão cíclica (0,675) ainda se tem  $V_o < V_{C1} < V_{C2}$ , o que implica que o conversor não entrará no modo de condução descontínua.

Figura 3.18 – Tensão nos capacitores de entrada e tensão de saída:

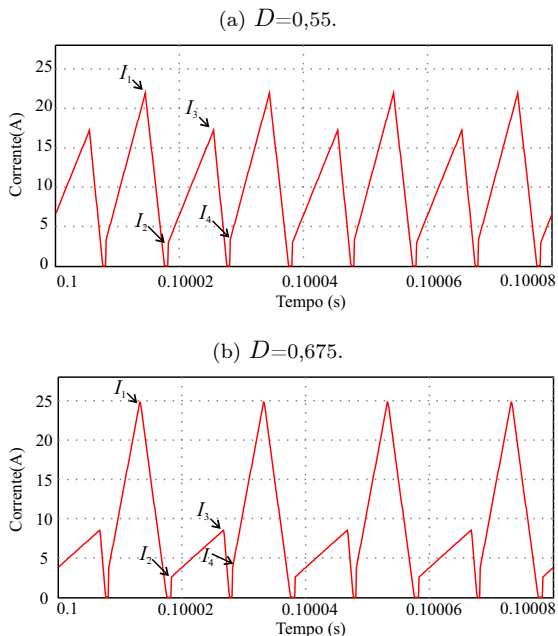


A corrente de saída nos valores extremos de razão cíclica é mostrada na Figura 3.19. Observa-se que as assimetrias se acentuam com o aumento de  $D$ , enquanto que o valor médio da corrente de saída diminui.

As correntes no indutor ressonante e na indutância magnetizante para os valores extremos de razão cíclica são vistas na Figura 3.20. Como no caso da corrente de saída, as assimetrias na corrente  $i_{Lr}$  aumenta com o aumento de  $D$ , assim como o valor médio da corrente no transformador.

A validação do equacionamento proposto foi realizado comparando os valores calculados das expressões com os valores simulados. As Tabelas 3.2, 3.3, 3.4 e 3.5 mostram os resultados desta comparação, nas quais os valores calculados são representados pelo índice  $c$  e

Figura 3.19 – Corrente de saída:



medidos na simulação são representados pelo índice  $m$ . É observado que os valores calculados e medidos ficaram bem próximos para diferentes valores de razão cíclica, o que mostra a validade das equações apresentadas na Seção 3.1.

Tabela 3.2 – Comparação entre os valores medidos e calculados de corrente para  $D = 0,55$ .

Valor calculado (A)	Valor simulado (A)	Erro (%)
$I_{1c} = 22,16$	$I_{1m} = 22,05$	0,50
$I_{2c} = 3,00$	$I_{2m} = 3,02$	0,66
$I_{3c} = 17,50$	$I_{3m} = 17,42$	0,46
$I_{4c} = 3,32$	$I_{4m} = 3,34$	0,60
$I_{oc} = 10,43$	$I_{om} = 10,41$	0,19
$I_{Lmc} = 1,08$	$I_{Lmm} = 1,07$	0,93

Na Tabela 3.6 são apresentados os esforços de tensão e corrente nos elementos do CPR-MPA-ST obtidos via simulação, sendo os valores médios representados pelo índice  $md$  e os valores eficazes

Figura 3.20 – Corrente no indutor ressonante e na indutância magnetizante:

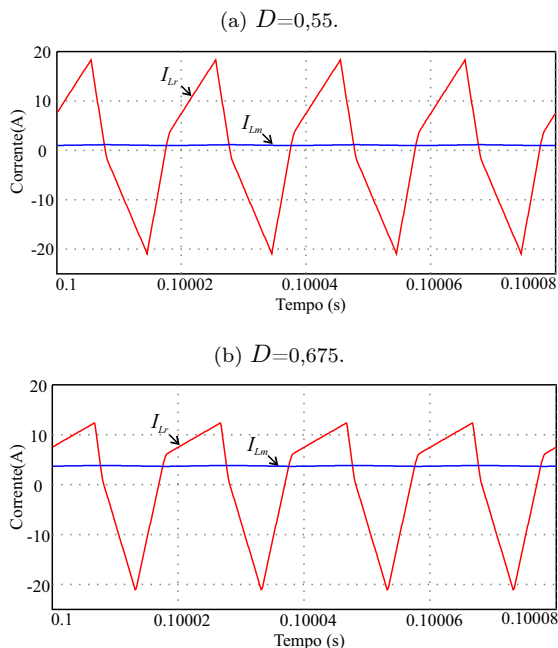


Tabela 3.3 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tempo para  $D = 0,55$ .

Valor calculado ( $\mu\text{s}$ )	Valor simulado ( $\mu\text{s}$ )	Erro (%)
$\Delta t_{1c} = 3,17$	$\Delta t_{1m} = 3,20$	0,93
$\Delta t_{2c} = 0,57$	$\Delta t_{2m} = 0,53$	7,55
$\Delta t_{3c} = 7,26$	$\Delta t_{3m} = 7,29$	0,41
$\Delta t_{4c} = 2,19$	$\Delta t_{4m} = 2,14$	2,35
$\Delta t_{5c} = 0,53$	$\Delta t_{5m} = 0,55$	3,63
$\Delta t_{6c} = 6,28$	$\Delta t_{6m} = 6,28$	0,00

representados pelo índice  $ef$ . É observado que os valores de tensão nos capacitores de entrada e, conseqüentemente, nos interruptores controlados, e os valores de corrente nos diodos de saída são diferentes e variam em função de  $D$ , o que é relevante para o seu dimensionamento.

Tabela 3.4 – Comparação entre os valores medidos e calculados de corrente para  $D = 0,675$ .

Valor calculado (A)	Valor simulado (A)	Erro (%)
$I_{1c} = 25,16$	$I_{1m} = 25,01$	0,60
$I_{2c} = 2,55$	$I_{2m} = 2,58$	1,16
$I_{3c} = 8,83$	$I_{3m} = 8,74$	1,03
$I_{4c} = 3,67$	$I_{4m} = 3,79$	3,16
$I_{oc} = 9,02$	$I_{om} = 9,00$	0,22
$I_{Lmc} = 3,78$	$I_{Lmm} = 3,77$	0,26

Tabela 3.5 – Comparação entre os valores medidos e calculados de tempo para  $D = 0,675$ .

Valor calculado ( $\mu$ s)	Valor simulado ( $\mu$ s)	Erro (%)
$\Delta t_{1c} = 4,38$	$\Delta t_{1m} = 4,38$	0,00
$\Delta t_{2c} = 0,64$	$\Delta t_{2m} = 0,66$	3,03
$\Delta t_{3c} = 8,50$	$\Delta t_{3m} = 8,49$	0,11
$\Delta t_{4c} = 0,95$	$\Delta t_{4m} = 0,97$	2,06
$\Delta t_{5c} = 0,49$	$\Delta t_{5m} = 0,51$	3,92
$\Delta t_{6c} = 5,06$	$\Delta t_{6m} = 5,04$	0,40

Tabela 3.6 – Esforços.

$D = 0,55$	$D = 0,675$	$D = 0,55$	$D = 0,675$
$V_{C1md} = 180$ V	$V_{C1md} = 130$ V	$I_{S1md} = 2,55$ A	$I_{S1md} = 2,21$ A
$V_{C2md} = 220$ V	$V_{C2md} = 270$ V	$I_{S2md} = 2,55$ A	$I_{S2md} = 2,21$ A
$I_{C1ef} = 5,92$ A	$I_{C1ef} = 5,23$ A	$I_{S1ef} = 8,67$ A	$I_{S1ef} = 8,29$ A
$I_{C2ef} = 5,92$ A	$I_{C2ef} = 5,23$ A	$I_{S2ef} = 8,05$ A	$I_{S2ef} = 6,43$ A
$I_{Lref} = 11,83$ A	$I_{Lref} = 10,49$ A	$I_{D14md} = 4,66$ A	$I_{D14md} = 2,61$ A
		$I_{D23md} = 5,74$ A	$I_{D23md} = 6,38$ A
		$I_{D14ef} = 7,43$ A	$I_{D14ef} = 4,02$ A
		$I_{D23ef} = 9,25$ A	$I_{D23ef} = 10,39$ A

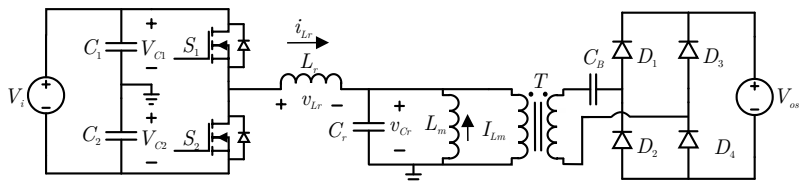
### 3.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Buscando novas opções para aplicações em alta tensão, foi apresentado o conversor paralelo ressonante, usando como inversor um estágio meia ponte com modulação assimétrica e com saída em tensão, sendo o retificador de saída uma ponte completa de diodos. Foram apresentados a análise estática do conversor, um exemplo de projeto e resultados de simulação para comprovar o equacionamento.

O CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa apresentou a vantagem de um número reduzido de interruptores controlados

em relação ao conversor da Seção 2.3 e controle por razão cíclica, porém ao custo de assimetrias nos componentes, o que não é interessante para aplicações com grande variação de carga, e valor médio de corrente no transformador, o que dificulta seu projeto e o torna grande e volumoso. Uma possível solução para o problema da corrente média no transformador é apresentada na Figura 3.21, e consiste na adição de um capacitor de bloqueio no secundário. Esta solução adiciona um componente ao conversor e, dependendo o valor com capacitor usado, aumenta em uma ordem o circuito ressonante, o que torna mais complexo seu equacionamento. Assim, buscando uma solução melhor para este problema, foi desenvolvido o conversor que será apresentado no próximo capítulo.

Figura 3.21 – Circuito do CPR-MPA-ST com capacitor de bloqueio.







## CAPÍTULO 4

---

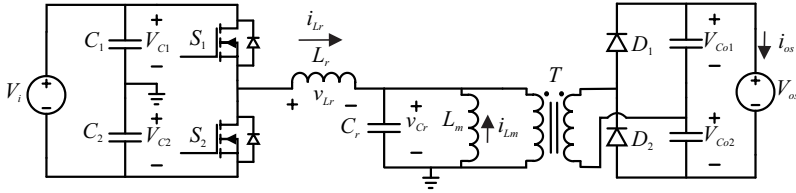
### ANÁLISE DO CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO

---

O conversor apresentado na Capítulo 3 apresentou características interessantes para aplicações em alta tensão, como utilizar os parâmetros intrínsecos do transformador e controle por razão cíclica, porém ao preço de um baixo ganho estático e um valor considerável de corrente média no transformador.

Este capítulo apresenta os resultados da análise do conversor CPR-MPA-ST com o retificador de saída do tipo dobrador de tensão. Este retificador elimina naturalmente o nível médio de corrente no transformador, pois um de seus capacitores estarão sempre em série com a corrente no secundário. O dobrador de tensão também reduz os esforços de tensão no transformador. Serão descritas as etapas de operação, formas de onda, equacionamento, e análise estática para o modo de condução contínua do CPR-MPA-ST com retificador de tensão. Também será dado um exemplo de projeto, simulações e resultados experimentais em baixa e alta tensão. O circuito completo do conversor é apresentado na Figura 4.1.

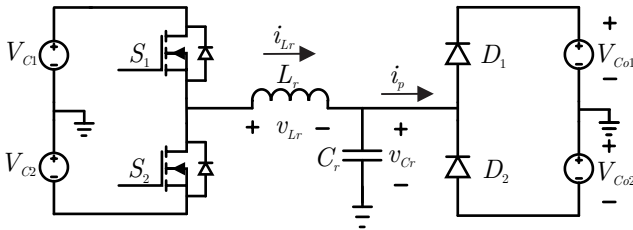
Figura 4.1 – Circuito completo do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão.



#### 4.1 ANÁLISE ESTÁTICA

Esta seção discute as etapas de operação, formas de onda, plano de fase e equacionamento do conversor proposto. A análise utiliza o circuito simplificado apresentado na Figura 4.2. As seguintes considerações são feitas para obter o circuito simplificado: considera-se os valores das capacitâncias dos capacitores de entrada e de saída elevados, sendo possível substituí-los por fontes de tensão; a indutância magnetizante é considerada muito grande, sendo que ela é desconsiderada no equacionamento, porém, garante que a tensão média em  $C_r$  seja 0; e o transformador é desconsiderado, sendo seus parâmetros refletidos para o primário. São usadas também as equações (2.1), (2.2), (2.3), (2.4) e (2.5).

Figura 4.2 – Circuito simplificado do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão.



##### 4.1.1 Etapas de operação

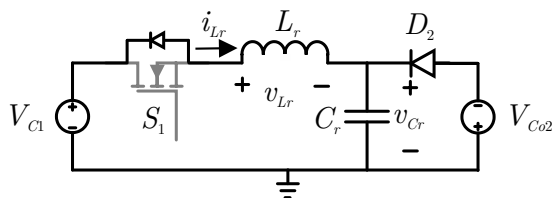
Assim como o CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa, o CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão apresenta

seis etapas de operação par ao MCC, que serão descritas a seguir. Essas etapas consideram ideal a comutação dos interruptores. As considerações acerca de regeneração e transferência de energia em cada etapa são idênticas as do Capítulo 3.

#### 4.1.1.1 Primeira etapa de operação ( $\Delta t_1$ )

A primeira etapa de operação (Figura 4.3) se inicia com o bloqueio de  $S_2$  e a entrada em condução de  $S_1$ . Neste momento, a fonte de tensão da entrada do circuito ressonante é o capacitor  $C_1$ , a tensão sobre o capacitor ressonante  $C_r$  é o negativo da tensão no capacitor  $C_{o2}$  ( $V_{C_{o2}}$ ) e a corrente no indutor  $L_r$  varia com derivada positiva, a partir do valor de pico ( $-I_1$ ) até se anular.

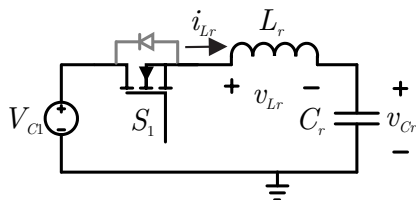
Figura 4.3 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação.



#### 4.1.1.2 Segunda etapa de operação ( $\Delta t_2$ )

A segunda etapa de operação (Figura 4.4) começa com a desmagnetização de  $L_r$ , o que provoca o bloqueio do diodo  $D_2$  e o início da etapa ressonante.

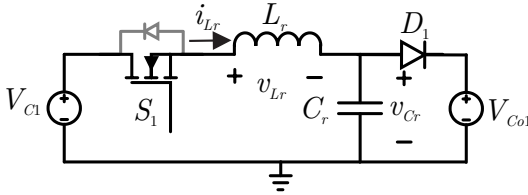
Figura 4.4 – Circuito equivalente da segunda etapa de operação.



4.1.1.3 Terceira etapa de operação ( $\Delta t_3$ )

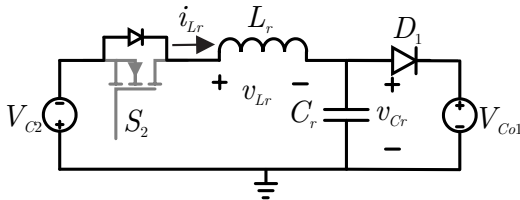
A terceira etapa (Figura 4.5) tem início quando a tensão sobre o capacitor  $C_r$  ( $v_{C_r}$ ) atinge o valor da tensão sobre  $C_{o1}$  ( $V_{C_{o1}}$ ), o que coloca o retificador de saída em condução novamente. Neste instante a corrente no indutor varia com derivada positiva e linear de  $I_2$  até  $I_3$ .

Figura 4.5 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.

4.1.1.4 Quarta etapa de operação ( $\Delta t_4$ )

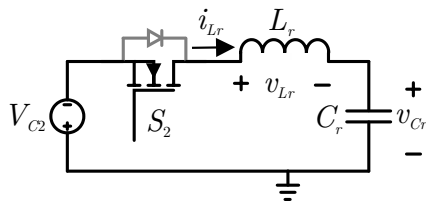
A quarta etapa de operação (Figura 4.6) é análoga a primeira etapa, porém, se inicia com o bloqueio de  $S_1$  e a entrada em condução de  $S_2$ . A fonte de tensão da entrada do circuito ressonante é o negativo da tensão no capacitor  $C_2$  ( $-V_{C_2}$ ), e  $v_{C_r}$  é a da tensão no capacitor  $C_{o1}$  ( $V_{C_{o1}}$ ), e a corrente em  $L_r$  é positiva e começa a variar com derivada negativa.

Figura 4.6 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.

4.1.1.5 Quinta etapa de operação ( $\Delta t_5$ )

A quinta etapa de operação (Figura 4.7) assim como a segunda etapa, se inicia quando a  $i_{L_r}$  chega a 0, o que bloqueia a ponte de diodos de saída e inicia a etapa ressonante.

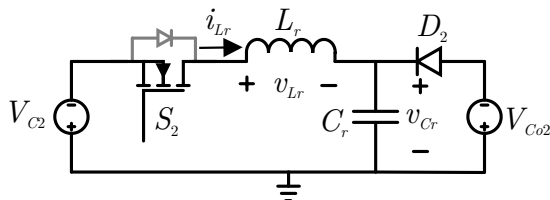
Figura 4.7 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação.



#### 4.1.1.6 Sexta etapa de operação ( $\Delta t_6$ )

A sexta etapa (Figura 4.8) é análoga a terceira etapa e tem início quando  $v_{C_r}$  atinge o valor do negativo da tensão sobre  $C_{o2}$  ( $V_{C_{o2}}$ ), o que coloca o retificador de saída em condução novamente. A corrente no indutor decresce em rampa (de  $-I_4$  até  $-I_1$ ).

Figura 4.8 – Circuito equivalente da sexta etapa de operação.



### 4.1.2 Formas de onda e plano de fase

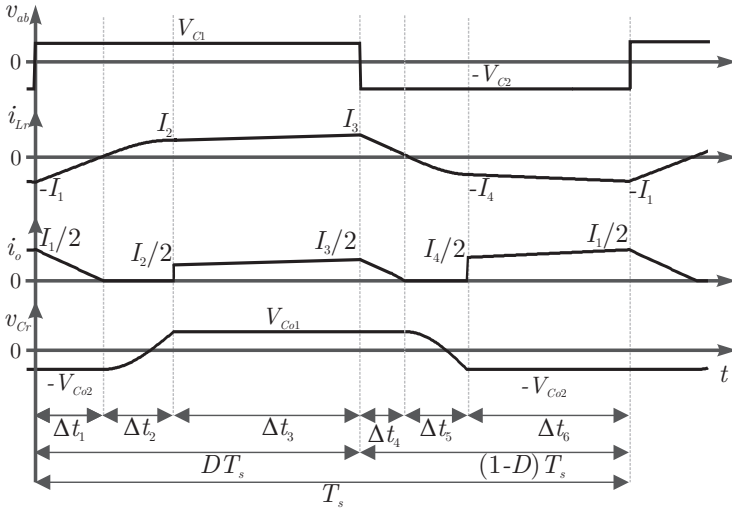
Baseado na análise das etapas de operação, são definidas as formas de onda apresentadas na Figura 4.9. A corrente de saída apresentada ( $i_o$ ) é a corrente  $i_{os}$  da Figura 4.1 refletida ao primário.

Na Figura 4.10 é apresentado o plano de fase do conversor. Observa-se que ele é assimétrico tanto no eixo x quanto no eixo y.

### 4.1.3 Equacionamento

O equacionamento do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão será realizado com base nos estudos apresentados no Capítulo 3.

Figura 4.9 – Principais formas de onda do CPR-MPA-ST.



#### 4.1.3.1 Tensão nos capacitores

O primeiro passo para a realização do equacionamento é definir as tensões nos capacitores de entrada e saída. As tensões nos capacitores de entrada são as mesmas apresentadas em (3.1) e (3.2).

As tensões médias nos capacitores de saída podem ser encontradas pelo circuito apresentado na Figura 4.11, o qual foi retirado do circuito simplificado apresentado na Figura 4.2.

Nota-se que as tensões médias nos capacitores são iguais as tensões médias nos diodos de saída. Ao considerar as etapas em que os mesmos estão em condução, pode-se definir estas tensões conforme (4.1) e (4.2).

$$V_{Co1} = V_{D1} = \frac{V_o}{T_s} \left[ \Delta t_1 + \Delta t_6 + \frac{1}{2}(\Delta t_2 + \Delta t_5) \right] \quad (4.1)$$

$$V_{Co2} = V_{D2} = \frac{V_o}{T_s} \left[ \Delta t_3 + \Delta t_4 + \frac{1}{2}(\Delta t_2 + \Delta t_5) \right] \quad (4.2)$$

Figura 4.10 – Plano de fase do CPR-MPA-ST.

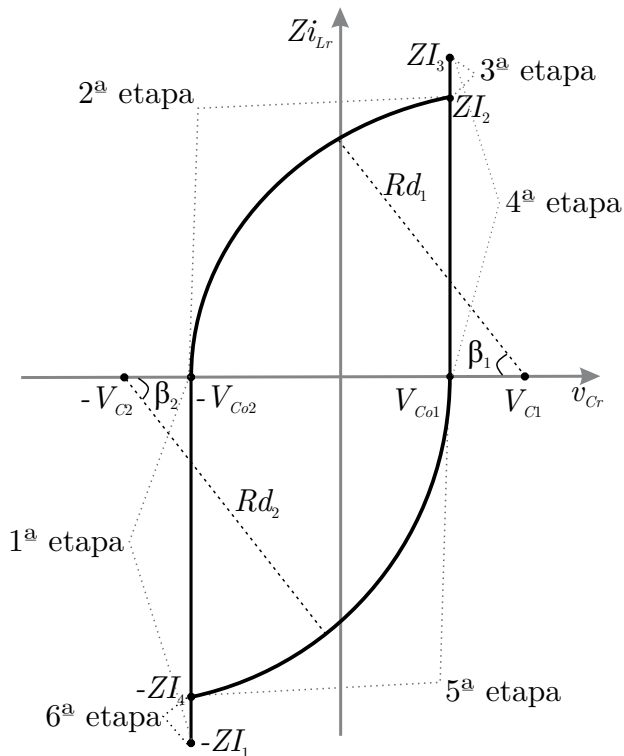
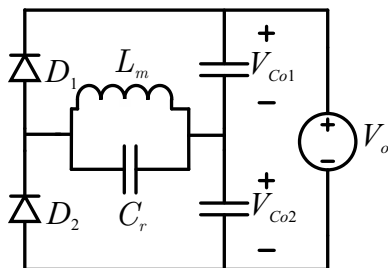


Figura 4.11 – Circuito equivalente de saída.



#### 4.1.3.2 Análise das etapas ressonantes

A definição das tensões nos capacitores permite o equacionamento das etapas ressonantes através da análise geométrica do plano

de fase da Figura 4.10. Primeiramente foram definidas as equações dos raios  $Rd_1$  e  $Rd_2$  em (4.3) e (4.4), dos ângulos  $\beta_1$  e  $\beta_2$  em (4.5) e (4.6) e a relação dos triângulos retângulos em (4.7) e (4.8).

$$Rd_1 = V_{C1} + V_{Co2} \quad (4.3)$$

$$Rd_2 = V_{C2} + V_{Co1} \quad (4.4)$$

$$\beta_1 = \arccos\left(\frac{V_{C1} - V_{Co1}}{V_{C1} + V_{Co2}}\right) \quad (4.5)$$

$$\beta_2 = \arccos\left(\frac{V_{C2} - V_{Co2}}{V_{C2} + V_{Co1}}\right) \quad (4.6)$$

$$Rd_1^2 = (I_2 Z)^2 + (V_{C1} - V_{Co1})^2 \quad (4.7)$$

$$Rd_2^2 = (I_4 Z)^2 + (V_{C2} - V_{Co2})^2 \quad (4.8)$$

Por fim, substituindo (4.3) em (4.7) e (4.4) em (4.8), têm-se  $I_2$  e  $I_4$ , dados por (4.9) e (4.10). Das relações (2.9), (4.5) e (4.6), definem-se  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_5$  conforme (4.11) e (4.12).

$$I_2 = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sqrt{2(1-D)V_i V_o + V_{Co2}^2 - V_{Co1}^2} \quad (4.9)$$

$$I_4 = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sqrt{2DV_i V_o + V_{Co1}^2 - V_{Co2}^2} \quad (4.10)$$

$$\Delta t_2 = \beta_1 \sqrt{L_r C_r} \quad (4.11)$$

$$\Delta t_5 = \beta_2 \sqrt{L_r C_r} \quad (4.12)$$



## 4.1.3.3 Análise das etapas lineares

As equações das etapas lineares são definidas conforme (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16).

$$V_{C1} + V_{Co2} = L_r \frac{I_1}{\Delta t_1} \quad (4.13)$$

$$V_{C1} - V_{Co1} = L_r \frac{(I_3 - I_2)}{\Delta t_3} \quad (4.14)$$

$$V_{C2} + V_{Co1} = L_r \frac{I_3}{\Delta t_4} \quad (4.15)$$

$$V_{C2} - V_{Co2} = L_r \frac{(I_1 - I_4)}{\Delta t_6} \quad (4.16)$$

## 4.1.3.4 Análise da corrente de saída

As relações (3.15), (3.16), (3.17) também são válidas para este conversor. Manipulando (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16) de forma a isolar os períodos e substituindo em (3.15), (3.16), obtém-se duas equações em função de  $I_1$  e  $I_3$ . Manipulando estas equações e usando a equação auxiliar (4.17), definem-se  $I_1$  e  $I_3$  conforme (4.17), (4.18).

$$N = \frac{(V_{C1} + V_{Co2})(V_{C1} - V_{Co1})(V_{C2} - V_{Co2})}{(V_{C1} - V_{Co1})(V_{C2} - V_{Co2}) - (V_{C1} + V_{Co2})(V_{C2} + V_{Co1})} \quad (4.17)$$

$$I_1 = \frac{1}{L_r} N \left\{ DT_s - \Delta t_2 + L_r \frac{I_2}{V_{C1} - V_{Co1}} - \frac{V_{C2} + V_{Co1}}{V_{C1} - V_{Co1}} \left[ (1 - D)T_s - \Delta t_5 + L_r \frac{I_4}{V_{C2} - V_{Co2}} \right] \right\} \quad (4.18)$$

$$I_3 = \left[ (1 - D)T_s - \Delta t_5 + L_r \frac{I_1 - I_4}{V_{C2} - V_{Co2}} \right] \frac{V_{C2} + V_{Co1}}{L_r} \quad (4.19)$$

Definidos  $I_1$  e  $I_3$ , pode-se encontrar os períodos através de (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16).

A corrente de saída pode ser definida da análise da forma de onda da Figura 4.9, conforme (4.20).

$$I_o = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_1 \Delta t_1}{4} + \frac{(I_2 + I_3) \Delta t_3}{4} + \frac{I_3 \Delta t_4}{4} + \frac{(I_4 + I_1) \Delta t_6}{4} \right] \quad (4.20)$$

As equações até aqui apresentadas chegam a resultados exatos caso se tenha a informação do valor da tensão nos capacitores de saída, porém estas tensões dependem das durações das etapas de operação, o que torna complexa a resolução do sistema de equações. Com o objetivo de ter equações simples de projeto que permitam analisar o funcionamento do conversor para diferentes valores de  $D$ , propôs-se neste trabalho formas de aproximar (4.1) e (4.2). Das formas de onda apresentadas na Figura 4.9, observa-se que  $\Delta t_6 > \Delta t_1$  e  $\Delta t_3 > \Delta t_4$ . Através destas relações, em um primeiro momento, foi aproximada a equação (4.1) por  $(1 - D)V_o$ , pois  $\Delta t_6$  é proporcional a  $(1 - D)$ , e a equação (4.2) por  $DV_o$ , pois  $\Delta t_3$  é proporcional a  $D$ . Estas considerações são válidas para  $D$  próximo de 0,5, porém observou-se um erro proporcional a variação de  $D$ . Sendo assim, foi atribuída uma correção linear nos valores das tensões médias dos capacitores de saída em relação ao valor de  $D$ , o que reduz o erro da consideração realizada. O fator  $K_D$  é dado por (4.21).

$$K_D = AD + B \quad (4.21)$$

Os valores aproximados de  $V_{Co1}$  e  $V_{Co2}$  ficam, assim, definidos por (4.22) e (4.23).

$$V_{Co1} = V_o(1 - D + K_D) \quad (4.22)$$

$$V_{Co2} = V_o - V_{Co1} = V_o(D - K_D) \quad (4.23)$$

Os parâmetros  $A$  e  $B$  de  $K_D$  são ajustados via simulação considerando os valores máximos e mínimos de  $D$  definidos no projeto, onde  $K_D$  deve atuar na razão cíclica para que o valor de  $V_{Co1}$  e  $V_{Co2}$  seja exato. Os resultados das equações obtidos via  $K_D$  são satisfatórios em relação a complexidade da solução exata destas tensões, além disso, permitem traçar as curvas de característica estática do conversor e desenvolver uma metodologia de projeto.

Para realizar a normalização da corrente de saída, optou-se por normalizar cada variável do conversor. Primeiramente, a corrente de saída é reescrita conforme (4.24).

$$I_o = \frac{1}{4} \left[ \frac{I_1 \Delta t_1}{T_s} + \frac{(I_2 + I_3) \Delta t_3}{T_s} + \frac{I_3 \Delta t_4}{T_s} + \frac{(I_4 + I_1) \Delta t_6}{T_s} \right] \quad (4.24)$$

Para facilitar o desenvolvimento das equações, são definidas as variáveis auxiliares (4.25), (4.26), (4.27), (4.28), (4.29) e (4.30).

$$a = 2(1 - D)q + [(D - K_D)q]^2 - [(1 - D + K_D)q]^2 \quad (4.25)$$

$$b = 2Dq + [(1 - D + K_D)q]^2 - [(D - K_D)q]^2 \quad (4.26)$$

$$w = 1 - D + (D - K_D)q \quad (4.27)$$

$$x = 1 - D - (1 - D + K_D)q \quad (4.28)$$

$$y = D + (1 - D + K_D)q \quad (4.29)$$

$$z = D - (D - K_D)q \quad (4.30)$$

Os ângulos  $\beta_1$  e  $\beta_1$  são reescritos conforme (4.31) e (4.32).

$$\beta_1 = \arccos\left(\frac{x}{y}\right) \quad (4.31)$$

$$\beta_2 = \arccos\left(\frac{z}{y}\right) \quad (4.32)$$

Usando as variáveis auxiliares e a corrente de base (2.22), definem-se as correntes normalizadas conforme (4.33), (4.34), (4.35) e (4.36).

$$\bar{I}_2 = \frac{I_2}{I_b} = \sqrt{a} \quad (4.33)$$

$$\bar{I}_4 = \frac{I_4}{I_b} = \sqrt{b} \quad (4.34)$$

$$\bar{I}_1 = \frac{I_1}{I_b} = \frac{zw}{q} \left\{ \frac{2\pi}{\mu_o} [y(1-D) - xD] + [\beta_1 - \beta_2 y + \frac{y}{z} \sqrt{b} - \sqrt{a}] \right\} \quad (4.35)$$

$$\bar{I}_3 = \frac{I_3}{I_b} = \frac{2\pi}{\mu_o} y(1-D) - \beta_2 y + \frac{y}{z} (\bar{I}_4 - \bar{I}_1) \quad (4.36)$$

Os períodos referentes as etapas de operação normalizados são definidos como (4.37), (4.38), (4.39), (4.40), (4.41) e (4.42).

$$\bar{\Delta}t_1 = \frac{\Delta t_1}{T_s} = \frac{\mu_o}{2\pi} \frac{\bar{I}_1}{w} \quad (4.37)$$

$$\bar{\Delta}t_2 = \frac{\Delta t_2}{T_s} = \frac{\mu_o}{2\pi} \beta_1 \quad (4.38)$$

$$\bar{\Delta}t_3 = D - \bar{\Delta}t_1 - \bar{\Delta}t_2 \quad (4.39)$$

$$\bar{\Delta t}_4 = \frac{\Delta t_3}{T_s} = \frac{\mu_o \bar{I}_3}{2\pi y} \quad (4.40)$$

$$\bar{\Delta t}_5 = \frac{\Delta t_5}{T_s} = \frac{\mu_o}{2\pi} \beta_2 \quad (4.41)$$

$$\bar{\Delta t}_6 = (1 - D) - \bar{\Delta t}_4 - \bar{\Delta t}_5 \quad (4.42)$$

Por fim, a corrente de saída normalizada em função de  $D$ ,  $q$  e  $\mu_o$  é definida conforme (4.43).

$$\bar{I}_o = \frac{1}{4} [\bar{I}_1 \bar{\Delta t}_1 + (\bar{I}_2 + \bar{I}_3) \bar{\Delta t}_3 + \bar{I}_3 \bar{\Delta t}_4 + (\bar{I}_4 + \bar{I}_1) \bar{\Delta t}_6] \quad (4.43)$$

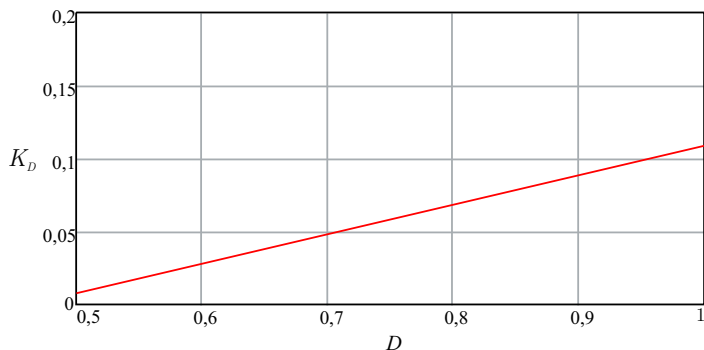
#### 4.1.4 Característica estática do CPR-MPA-ST

A primeira etapa para definição das curvas de característica estática deste conversor é determinar os valores de  $A$  e  $B$  de  $K_D$ . Para isso, primeiramente, foi escolhido o valor de  $\mu_o = 0,05$ , que é um valor interessante para aplicações com saída em tensão. Foram então escolhidos os valores de  $D = 0,55$  e  $D = 0,8$  como pontos máximo e mínimo de operação, que são possíveis valores de projeto para conversores meia ponte assimétricos. Assim, em  $D = 0,55$  e  $D = 0,8$ , são definidos valores de  $K_D$  através de comparação entre planilha de cálculo e simulação de forma que as equações (4.22) e (4.23) forneçam valores exatos da tensão nos capacitores de saída. Com dois pontos de  $D$  e de  $K_D$ , têm-se duas equações e duas incógnitas para determinação de  $A$  e  $B$ , como apresentado em (4.44) e (4.45). Os valores encontrados com estes dados foram de  $A = 0,018$  e  $B = 0,069$ . A reta obtida de  $K_D$  x  $D$  neste ponto de operação é apresentada na Figura 4.12. Foi observado que  $\mu_o$  também tem influência no valor da tensão nos capacitores, porém menor quando comparada a  $D$ , assim estes valor de  $A$  e  $B$  podem ser usados para analisar a característica externa no conversor para diferentes valores de  $\mu_o$ .

$$K_{D55} = AD_{55} + B \quad (4.44)$$

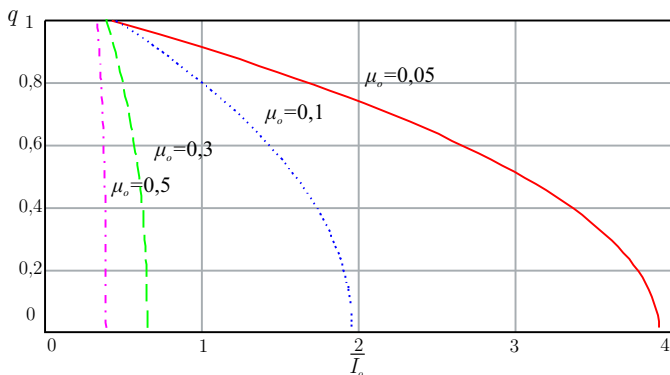
$$K_{D85} = AD_{85} + B \tag{4.45}$$

Figura 4.12 – Função de  $K_D$  por  $D$ .



Com a equação de  $K_D$  definida, a partir de (4.43), é traçada a função de  $q$  por  $I_o$  para diferentes valores de  $\mu_o$  e razão cíclica fixa ( $D=0,55$ ), conforme apresentado na Fig. 4.13.

Figura 4.13 – Característica estática de  $q$  por  $\bar{I}_o$

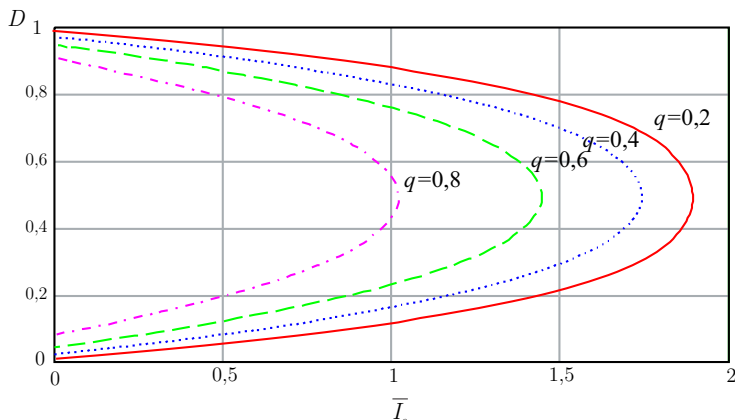


Assim, como os outros conversores ressonantes com saída em tensão, para valores baixos de  $\mu_o$ , onde a frequência de ressonância é cerca de uma década acima da frequência de comutação, este conversor apresenta característica de fonte de tensão. Já para valores maiores de  $\mu_o$ , o conversor apresenta característica de fonte de

corrente (corrente de saída independente da tensão). É observado, no entanto, que este conversor pode operar numa faixa maior de ganho estático em relação ao conversor do Capítulo 3. Esta característica pode ser compreendida ao analisar a terceira etapa de operação, quando o capacitor  $C_1$  está como fonte de tensão juntamente com  $C_{o1}$  e ambos possuem tensões proporcionais a  $1 - D$ , assim como na sexta etapa de operação  $C_2$  e  $C_{o2}$  estão como fonte de tensão e suas tensões são proporcionais a  $D$ . Em outras palavras, nestas etapas há uma compensação na tensão dos capacitores que faz com que a diferença de potencial sobre o indutor seja positiva para uma ampla faixa de  $q$ , o que evita que o conversor entre em condução descontínua.

A característica de  $D$  por  $I_o$  para diferentes valores de  $q$ , com  $\mu_o$  fixo em 0,1 é ilustrada na Figura 4.14. É observado na figura que o comportamento do conversor é simétrico em relação ao valores de  $D = 0,5$ , conforme o esperado. O ponto de máxima transferência de energia acontece em  $D = 0,5$ , sendo que a corrente e o ganho estático variam em função de  $D$ , o que demonstra que o conversor proposto pode controlar a tensão de saída através da variação de  $D$ . Estas características são semelhantes a do conversor do Capítulo 3.

Figura 4.14 – Característica estática de  $D$  por  $\bar{I}_o$ .

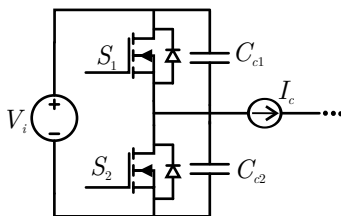


#### 4.1.5 Estudo da comutação

A topologia proposta pode ter comutação suave e esta é uma característica interessante de ser abordada para aumentar o rendimento da estrutura, pois reduz (mas não elimina) as perdas por comutação. A análise da comutação pode começar com o cálculo do tempo morto existente entre os dois interruptores (desconsiderado em toda análise apresentada até o momento). Deve-se considerar que, devido a assimetria dos comandos, a corrente que flui no indutor no momento da entrada em condução é diferente em cada interruptor. Ao observar a forma de onda da corrente  $i_{Lr}$  na Figura 4.15, percebe-se que  $I_1$  é maior que  $I_3$ , ou seja, o interruptor  $S_2$  comuta quando há uma corrente menor no indutor que  $S_1$ . Assim,  $S_2$  é o interruptor crítico para a análise da comutação.

O circuito equivalente ao momento da comutação é apresentado na Figura 4.9. No instante que um dos interruptores é aberto começa o processo de carga ou descarga dos capacitores de comutação ( $C_{c1}$  e  $C_{c2}$ ). A corrente nestes capacitores é metade da corrente de comutação ( $I_c$ ). A tensão no capacitor referente ao interruptor que conduzia no instante anterior a comutação é zero e no que estava bloqueado é  $V_i$ .

Figura 4.15 – Circuito equivalente no momento da comutação.



Assumindo como linear a variação das tensões nos capacitores  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  durante a comutação, a duração da comutação crítica pode ser calculada a partir do cálculo da corrente que flui no capacitor, dada por (4.46).

$$t_{c2} = \frac{2C_{c2}V_i}{I_3} \quad (4.46)$$



O tempo morto deve ser maior que o tempo  $t_{c2}$ . Além disto, é desejável que ele seja menor que o período seguinte a comutação, ou seja, no caso do interruptor crítico, menor que  $\Delta t_4$ . Neste período a corrente esta passando naturalmente pelo diodo em anti-paralelo com o interruptor, assim, se o tempo morto for menor que este período, o comportamento do conversor não será alterado. Desta forma, define-se a faixa de tempo morto no interruptor  $S_2$  ( $t_{m2}$ ) como (4.47).

$$t_{c2} < t_{m2} < \Delta t_4. \quad (4.47)$$

Ao traçar curva de  $t_{c2}$  e  $\Delta t_4$  por  $D$ , encontra-se o máximo  $D$  para o qual o conversor tem comutação suave no interruptor crítico. Ao definir a corrente de saída referente a esta razão cíclica, tem-se a faixa de carga para o qual o conversor oferece comutação suave no interruptor crítico.

Para o outro interruptor o processo é semelhante, sendo suas equações definidas por (4.48) e (4.49).

$$t_{c1} = \frac{2C_{c1}V_i}{I_1} \quad (4.48)$$

$$t_{c1} < t_{m1} < \Delta t_1. \quad (4.49)$$

## 4.2 PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM BAIXA TENSÃO

Para validação da teoria apresentada, em um primeiro momento, foi realizado um projeto em baixa tensão, como será apresentado a seguir.

### 4.2.1 Projeto

As especificações de projeto para este conversor serão:  $V_i = 400$  V;  $V_{os} = 400$ ;  $P_o = 1$  kW;  $f_s = 50$  kHz. A planilha de cálculo do conversor com o valor das tensões nos capacitores de saída retirados

da simulação é apresentada no Apêndice B, e a planilha de projeto a qual usa a aproximação das tensões através de  $K_D$  é apresentada em C. O ganho estático foi definido em 0,667 com objetivo de obter uma característica adequada de fonte de tensão (ver Figura 4.13). Devido a presença do dobrador de tensão e pelo fato do CPR-MPA-ST operar em condução contínua em uma ampla faixa de carga, pode-se escolher um ganho estático mais elevado que o do conversor apresentado no Capítulo 3. A razão cíclica no ponto de operação foi definida em 0,55, perto do ponto de máxima transferência de potência, mas com margem para operar adequadamente diante de transitórios de sobrecarga, assim como o CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa. Foi atribuído também um valor máximo de razão cíclica de 0,8 para que não hajam assimetrias acentuadas e para que o conversor não entre em condução descontínua. A partir destes valores, são definidas a tensão de saída refletida para o primário e a relação de transformação, conforme (4.50) e (4.51).

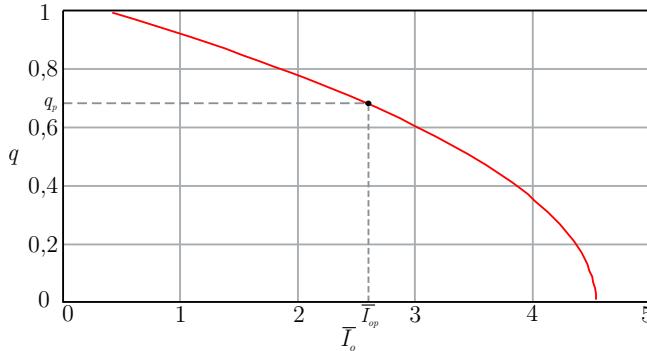
$$V_o = qV_i = 267 \text{ V} \quad (4.50)$$

$$\eta = \frac{V_{os}}{V_o} = 1,5. \quad (4.51)$$

A tensão no primário e potência de saída são empregadas para definir a corrente de saída refletida para primário e, por consequência, a corrente no transformador. No caso deste exemplo de projeto, o conversor transferirá a potência de 1 kW, portanto, o  $\mu_0$  para o valor de projeto de razão cíclica e ganho estático deve ser de 0,043, sendo que foram escolhidos um indutor de 38  $\mu\text{H}$  e um capacitor de 0,5 nF. De forma semelhante ao Capítulo 3, os dados anteriores permitem projetar o transformador e, a partir dos ensaios, obter os seus valores capacitância intrínseca e indutância de dispersão. Estes valores são utilizados para calcular o valor de  $\mu_0$  e a potência de saída referente a este  $\mu_0$ . Caso o valor não seja coerente com o projeto, é adicionado um capacitor e/ou indutor externo para o ajuste de  $\mu_0$  e, por consequência, a potência transferida.

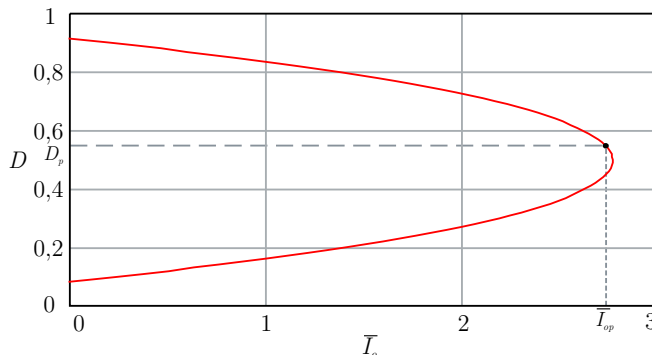
Na Figura 4.16 é apresentada a curva de  $q$  por  $\bar{I}_o$  para este projeto ( $D=0,55; \mu_0=0,043$ ), mostrando o ponto de operação ( $q_p; I_{op}$ ). É observado que o ponto de operação está em uma região da curva onde o conversor tem característica de fonte de tensão.

Figura 4.16 – Curva de  $q$  por  $\bar{I}_o$ .



Já na Figura 4.17 é apresentada a curva de  $D$  por  $\bar{I}_o$  para este projeto ( $q=0,667; \mu_0=0,043$ ), mostrando o ponto de operação ( $D_p; I_{op}$ ). É observado que o conversor pode controlar a tensão pela razão cíclica em toda a faixa de projeto (pode variar a corrente em função de  $D$  para um mesmo ganho estático.), com uma pequena margem para sobrecarga.

Figura 4.17 – Curva de  $D$  por  $\bar{I}_o$ .



Posteriormente são definidos o capacitor de comutação e o

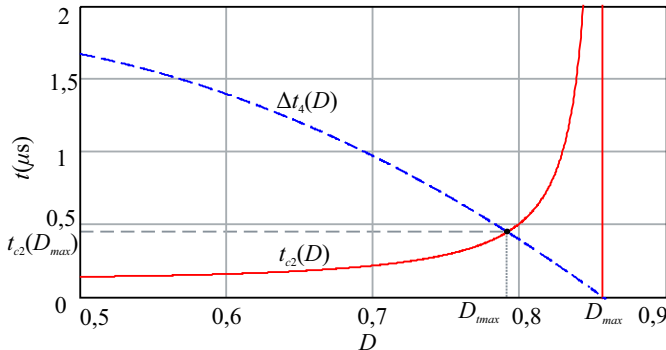
tempo morto com intuito de se obter comutação suave. Primeiramente, define-se um capacitor  $e$ , com seu valor, em conjunto com o valor do capacitor intrínseco do interruptor, determina-se o tempo morto no interruptor crítico ( $S_2$ ). Neste caso, o valor do conjunto do capacitor de comutação mais a capacitância intrínseca do interruptor foi estimado em 2,5 nF.

Traçando as curvas de  $t_{c2}(D)$  (4.52) e  $\Delta t_4(D)$ , obtém-se a razão cíclica máxima onde há comutação suave e, por consequência, a menor carga na qual há comutação suave de acordo com a restrição (4.47), conforme apresentado na Figura 4.18. O  $D$  máximo para comutação suave ( $D_{tmax}$ ) neste caso foi de 0,79, que corresponde a uma carga de 50% e um tempo morto de 0,44  $\mu$ s. No entanto, para que o conversor seja mais seguro em termos de curto de braço, optou-se pelo tempo morto de 1  $\mu$ s, que corresponde a um  $D$  de 0,72 e uma carga de 75%. Nesta curva também é observado a máxima razão cíclica na qual o conversor está em condução contínua, ou seja,  $\Delta t_4(D)$  é maior que 0. que corresponde a  $D_{max} = 0,86$ .

$$t_{c2} = \frac{2C_{c2}V_i}{\bar{I}_3 I_b} \quad (4.52)$$

Para o interruptor  $S_1$ , as curvas de  $t_{c1}(D)$  e  $\Delta t_1(D)$  não se encontram, ou seja, há comutação suave em toda a faixa de carga.

Figura 4.18 – Curvas de  $t_{c2}$  e  $\Delta t_4$  em função de  $D$ .



Usualmente, o dimensionamento dos capacitores é realizado

por ondulação de tensão, porém, neste caso tanto os capacitores de entrada quanto os de saída estão em série com suas respectivas correntes, ou seja, há um valor elevado de corrente eficaz circulando nos capacitores. Por isso, o projeto será feito em termos de corrente eficaz, pois desta forma se obtém valores maiores de capacitância, que na maioria dos casos satisfaz os critérios de ondulação de tensão. Os esforços neste trabalho foram obtidos via simulação, conforme será apresentado na próxima subseção. Em geral, os capacitores utilizados são de filme de polipropileno devido a robustez destes componentes em termos de corrente.

Assim, ficam determinados os parâmetros necessários para projeto do conversor, conforme apresentado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações do conversor

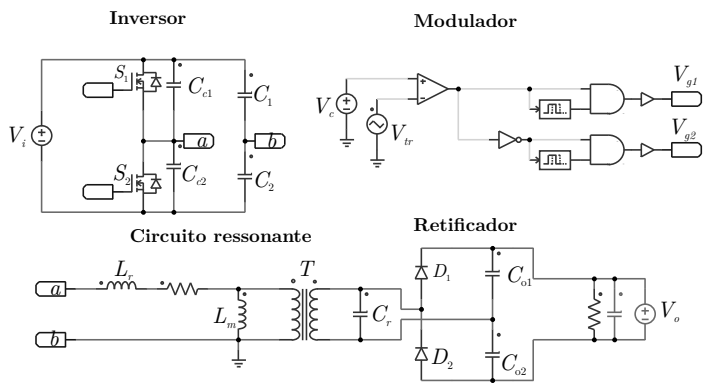
$V_i = 400 \text{ V}$	$V_{os} = 400 \text{ V}$
$q = 0,667$	$V_o = 267 \text{ V}$
$P_o = 1 \text{ kW}$	$\eta = 1,5$
$D_{min} = 0,55$	$D_{max} = 0,8$
$f_s = 50 \text{ kHz}$	$\mu_0 = 0,043$
$L_r = 38 \text{ } \mu\text{H}$	$C_r = 0,5 \text{ nF}$
$C_c = 2,5 \text{ nF}$	$t_m = 1 \text{ } \mu\text{s}$

### 4.2.2 Simulações

O circuito usado nas simulações é apresentado na Figura 4.19. O circuito é isolado, com um transformador ideal, e os parâmetros são apresentados na Tabela 4.1. Em um primeiro momento são apresentadas as simulações com  $\eta = 1$  para validação das equações e, por seguinte, é apresentada a simulação com uma carga resistiva e relação de transformação de projeto para mostrar o funcionamento do conversor.

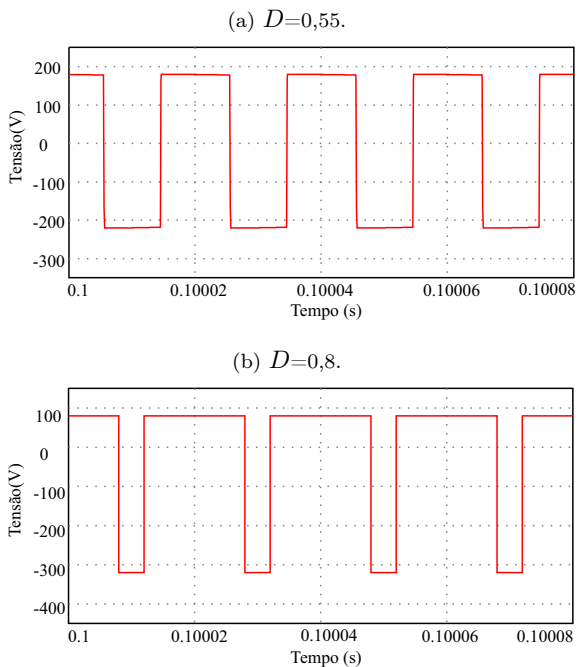
A tensão  $v_{ab}$  para a razão cíclica de 0,55 e 0,8 é mostrada na Figura 4.20. Em  $D = 0,55$ , a tensão nos capacitores de entrada é mesma apresentada na Figura 3.18 (a), e  $v_{ab}$  fica limitada nestes valores. Já para  $D = 0,80$ , a tensão em  $C_1$  é de 60 V, e em  $C_2$  é de 340 V, e  $v_{ab}$  fica definida por estes valores. Estes limites são importantes para o dimensionamento dos capacitores de entrada. As formas de

Figura 4.19 – Circuito de simulação.



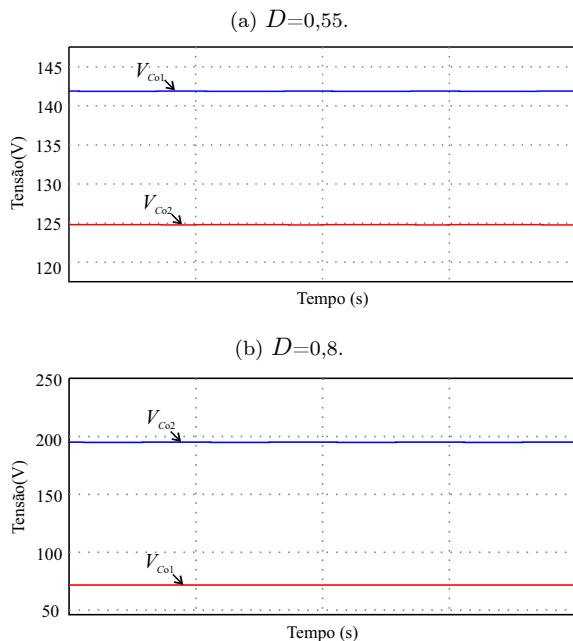
onda apresentadas mostraram o formato esperado, e os valores de tensão estão de acordo com as equações (3.1) e (3.2).

Figura 4.20 – Tensão na saída do inversor:



As tensões nos capacitores da saída nos valores extremos de razão cíclica são apresentadas na Figura 4.21. É observado que as tensões médias nestes componentes variam com  $D$ , conforme o esperado. Os valores extremos de tensão devem ser usados no projeto dos capacitores.

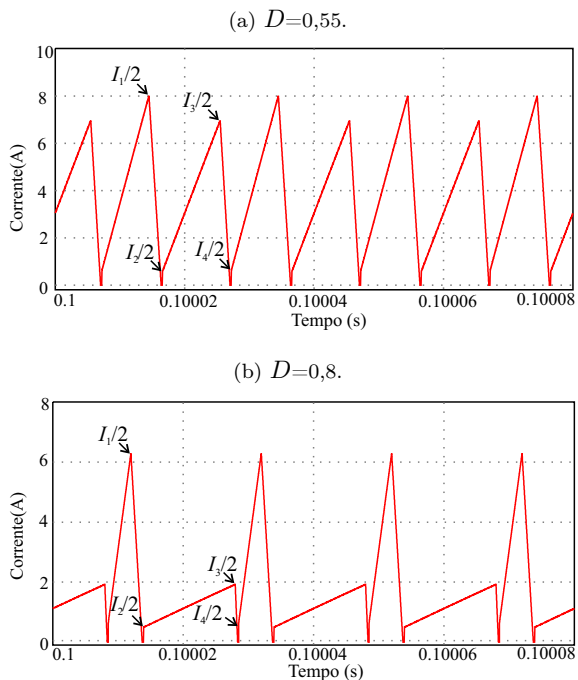
Figura 4.21 – Tensão nos capacitores de saída:



Já na Figura 4.22 são apresentadas as formas de onda da corrente de saída refletida ao secundário para  $D = 0,55$  e  $D = 0,8$ . O formato da corrente é semelhante ao da forma de onda teórica mostrada na Figura 4.9. É observado que, mesmo para  $D = 0,8$ , todas as etapas lineares tem derivada positiva, ou seja, o conversor está em condução contínua na faixa de operação especificada.

A Figura 4.23 apresenta as formas de onda de corrente no indutor para os valores de  $D = 0,55$  e  $D = 0,8$ . É observado que os picos de corrente se ajustam ao período para que o valor médio da corrente seja zero, ou seja, conforme  $D$  se afasta do valor 0,5 as

Figura 4.22 – Corrente de saída:



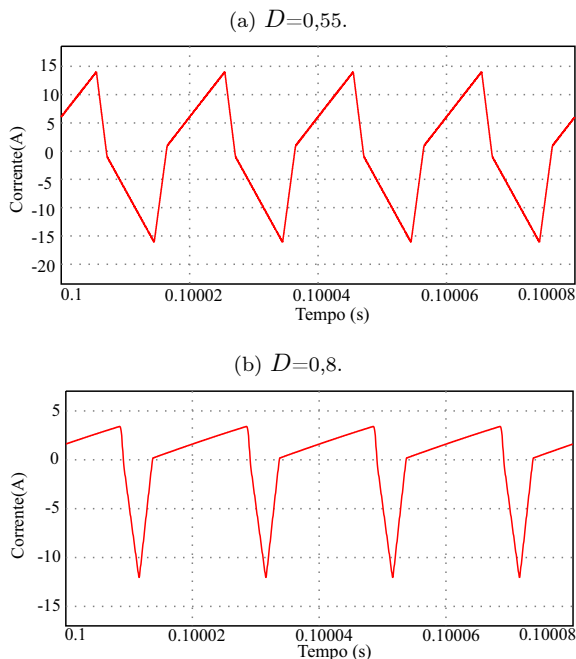
assimetrias, se acentuam.

A comutação suave foi testada inserindo tempo morto e capacitores de comutação no ponto de operação ( $D = 0,55$ ). Os resultados das tensões nos interruptores ( $v_S$ ) e tensões de comando ( $v_g$ ), multiplicada por um fator para melhor visualização, são apresentados na Figura 4.24. Observa-se que os interruptores só são comandados a conduzir quando a tensão sobre eles já é zero, ou seja, estão em comutação sob tensão nula.

A comparação entre valores calculados e medidos em simulação deste conversor será realizada para três valores de razão cíclica. Serão apresentados os resultados teóricos que utilizam como dado de entrada o valor da tensão dos capacitores de saída obtidos por simulação (Valor 1), cujo o índice é  $c1$ , os resultados de cálculo usando o valor aproximado da tensão dos capacitores de saída através do fator



Figura 4.23 – Corrente no indutor ressonante:



$K_D$  (Valor 2), com o índice  $c2$ , e os valores obtidos via simulação, o qual o índice é  $m$  (simulação). Também são mostrados os erros percentuais relativos a comparação do valor 1 (Erro 1) e do valor 2 (Erro 2) com as simulações. Os resultados são apresentados nas Tabelas 4.2, 4.3 e 4.4.

Os valores descritos na tabelas mostram que, para os valores extremos de razão cíclica (0,55 e 0,8), os cálculos usando o fator  $K_D$  oferecem resultados bem próximos aos valores exatos das equações, enquanto que para valores intermediários há um pequeno erro associado, como visto na Tabela 4.3.

Uma simulação com  $\eta = 1,5$  e com carga resistiva foi realizada no ponto de operação. A tensão obtida foi de 396 V, conforme apresentado na Figura 4.25. O resultado demonstra que o conversor mantém suas características quando testado com carga resistiva.

Figura 4.24 – Tensão nos interruptores e tensão de comando:

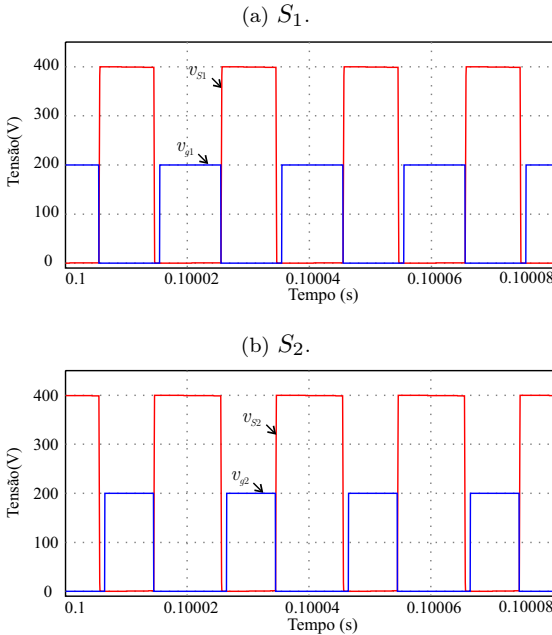


Tabela 4.2 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para  $D = 0,55$ .

Valor 1	Valor 2	Simulação	Erro 1	Erro 2
$V_{Co1c1} = 124,80$ V	$V_{Co1c2} = 124,77$ V	$V_{Co1m} = 124,80$ V	0,00	0,02
$V_{Co2c1} = 141,86$ V	$V_{Co2c2} = 141,83$ V	$V_{Co2m} = 141,86$ V	0,00	0,02
$I_{1c1} = 16,15$ A	$I_{1c2} = 16,15$ A	$I_{1m} = 16,10$ A	0,31	0,31
$I_{2c1} = 1,15$ A	$I_{2c2} = 1,14$ A	$I_{2m} = 1,06$ A	8,49	7,55
$I_{3c1} = 14,08$ A	$I_{3c2} = 14,08$ A	$I_{3m} = 14,01$ A	0,50	0,50
$I_{4c1} = 1,22$ A	$I_{4c2} = 1,21$ A	$I_{4m} = 1,18$ A	3,39	2,54
$I_{oc1} = 3,93$ A	$I_{oc2} = 3,93$ A	$I_{om} = 3,90$ A	0,77	0,77
$\Delta t_{1c1} = 1,91$ $\mu$ s	$\Delta t_{1c2} = 1,91$ $\mu$ s	$\Delta t_{1m} = 1,90$ $\mu$ s	0,53	0,53
$\Delta t_{2c1} = 0,19$ $\mu$ s	$\Delta t_{2c2} = 0,19$ $\mu$ s	$\Delta t_{2m} = 0,19$ $\mu$ s	0,00	0,00
$\Delta t_{3c1} = 8,90$ $\mu$ s	$\Delta t_{3c2} = 8,90$ $\mu$ s	$\Delta t_{3m} = 8,91$ $\mu$ s	0,11	0,11
$\Delta t_{4c1} = 1,55$ $\mu$ s	$\Delta t_{4c2} = 1,55$ $\mu$ s	$\Delta t_{4m} = 1,56$ $\mu$ s	0,64	0,64
$\Delta t_{5c1} = 0,18$ $\mu$ s	$\Delta t_{5c2} = 0,18$ $\mu$ s	$\Delta t_{5m} = 0,19$ $\mu$ s	5,26	5,26
$\Delta t_{6c1} = 7,26$ $\mu$ s	$\Delta t_{6c2} = 7,26$ $\mu$ s	$\Delta t_{6m1} = 7,25$ $\mu$ s	0,14	0,14

Por último, foram analisados os esforços na estrutura isolada nos pontos extremos de operação para o dimensionamento dos com-

Tabela 4.3 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para  $D = 0,65$ .

Valor 1	Valor 2	Medida	Erro 1	Erro 2
$V_{Co1c1} = 106,56$ V	$V_{Co1c2} = 103,55$ V	$V_{Co1m} = 106,56$ V	0,00	2,83
$V_{Co2c1} = 160,11$ V	$V_{Co2c2} = 163,05$ V	$V_{Co2m} = 160,11$ V	0,00	1,84
$I_{1c1} = 16,34$ A	$I_{1c2} = 15,60$ A	$I_{1m} = 16,30$ A	0,25	4,29
$I_{2c1} = 1,08$ A	$I_{2c2} = 1,09$ A	$I_{2m} = 0,99$ A	9,09	10,10
$I_{3c1} = 10,52$ A	$I_{3c2} = 11,49$ A	$I_{3m} = 10,44$ A	0,77	10,05
$I_{4c1} = 1,28$ A	$I_{4c2} = 1,26$ A	$I_{4m} = 1,24$ A	3,22	1,61
$I_{oc1} = 3,38$ A	$I_{oc2} = 3,44$ A	$I_{om} = 3,35$ A	0,89	2,69
$\Delta t_{1c1} = 2,07$ $\mu$ s	$\Delta t_{1c2} = 1,96$ $\mu$ s	$\Delta t_{1m} = 2,05$ $\mu$ s	0,97	4,39
$\Delta t_{2c1} = 0,20$ $\mu$ s	$\Delta t_{2c2} = 0,20$ $\mu$ s	$\Delta t_{2m} = 0,20$ $\mu$ s	0,00	0,00
$\Delta t_{3c1} = 10,73$ $\mu$ s	$\Delta t_{3c2} = 10,84$ $\mu$ s	$\Delta t_{3m} = 10,74$ $\mu$ s	0,09	0,93
$\Delta t_{4c1} = 1,09$ $\mu$ s	$\Delta t_{4c2} = 1,20$ $\mu$ s	$\Delta t_{4m} = 1,09$ $\mu$ s	0,00	10,09
$\Delta t_{5c1} = 0,18$ $\mu$ s	$\Delta t_{5c2} = 0,18$ $\mu$ s	$\Delta t_{5m} = 0,20$ $\mu$ s	10,00	10,00
$\Delta t_{6c1} = 5,73$ $\mu$ s	$\Delta t_{6c2} = 5,62$ $\mu$ s	$\Delta t_{6m1} = 5,74$ $\mu$ s	0,17	2,09

Tabela 4.4 – Comparação entre os valores medidos e calculados e erro percentual para  $D = 0,8$ .

Valor 1	Valor 2	Medida	Erro 1	Erro 2
$V_{Co1c1} = 71,74$ V	$V_{Co1c2} = 71,72$ V	$V_{Co1m} = 71,74$ V	0,00	0,03
$V_{Co2c1} = 194,93$ V	$V_{Co2c2} = 194,88$ V	$V_{Co2m} = 194,93$ V	0,00	0,02
$I_{1c1} = 12,64$ A	$I_{1c2} = 12,65$ A	$I_{1m} = 12,62$ A	0,16	0,24
$I_{2c1} = 1,00$ A	$I_{2c2} = 0,99$ A	$I_{2m} = 0,94$ A	6,38	5,32
$I_{3c1} = 4,05$ A	$I_{3c2} = 4,05$ A	$I_{3m} = 3,95$ A	2,53	2,53
$I_{4c1} = 1,35$ A	$I_{4c2} = 1,34$ A	$I_{4m} = 1,33$ A	1,50	0,75
$I_{oc1} = 1,78$ A	$I_{oc2} = 1,78$ A	$I_{om} = 1,75$ A	1,71	1,71
$\Delta t_{1c1} = 1,74$ $\mu$ s	$\Delta t_{1c2} = 1,76$ $\mu$ s	$\Delta t_{1m} = 1,75$ $\mu$ s	0,57	0,57
$\Delta t_{2c1} = 0,22$ $\mu$ s	$\Delta t_{2c2} = 0,22$ $\mu$ s	$\Delta t_{2m} = 0,21$ $\mu$ s	4,76	4,76
$\Delta t_{3c1} = 14,05$ $\mu$ s	$\Delta t_{3c2} = 14,02$ $\mu$ s	$\Delta t_{3m} = 14,04$ $\mu$ s	0,07	0,14
$\Delta t_{4c1} = 0,40$ $\mu$ s	$\Delta t_{4c2} = 0,40$ $\mu$ s	$\Delta t_{4m} = 0,39$ $\mu$ s	2,56	2,56
$\Delta t_{5c1} = 0,17$ $\mu$ s	$\Delta t_{5c2} = 0,18$ $\mu$ s	$\Delta t_{5m} = 0,17$ $\mu$ s	0,00	2,56
$\Delta t_{6c1} = 3,45$ $\mu$ s	$\Delta t_{6c2} = 3,42$ $\mu$ s	$\Delta t_{6m1} = 3,44$ $\mu$ s	0,29	0,58

ponentes, conforme apresentado na Tabela 4.5. É observado que, para um mesmo ponto de operação ( $D = 0,55$ ), este conversor apresenta menores valores de corrente eficaz nos componentes do estágio de entrada quando comparado ao conversor apresentado no Capítulo 3, como é mostrado na Tabela 4.6. Também se nota uma desigualdade no valor eficaz de corrente nos interruptores e diodos.

Figura 4.25 – Tensão de saída com carga resistiva no ponto de operação.

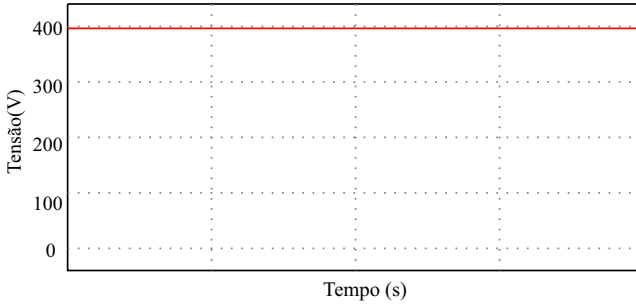


Tabela 4.5 – Esforços.

<i>D</i> = 0,55	<i>D</i> = 0,8	<i>D</i> = 0,55	<i>D</i> = 0,8
$V_{C1md} = 180$ V	$V_{C1md} = 80$ V	$I_{S1md} = 2,50$ A	$I_{S1md} = 1,09$ A
$V_{C2md} = 220$ V	$V_{C2md} = 320$ V	$I_{S2md} = 2,50$ A	$I_{S2md} = 1,09$ A
$I_{C1ef} = 4,20$ A	$I_{C1ef} = 2,06$ A	$I_{S1ef} = 5,84$ A	$I_{S1ef} = 2,76$ A
$I_{C2ef} = 4,20$ A	$I_{C2ef} = 2,06$ A	$I_{S2ef} = 5,80$ A	$I_{S2ef} = 1,98$ A
$V_{Co1md} = 186,44$ V	$V_{Co1md} = 104,15$ V	$I_{D1md} = 2,44$ A	$I_{D1md} = 1,07$ A
$V_{Co2md} = 213,55$ V	$V_{Co2md} = 295,85$ V	$I_{D2md} = 2,44$ A	$I_{D2md} = 1,07$ A
$I_{Co1ef} = 2,76$ A	$I_{Co1ef} = 1,36$ A	$I_{D1ef} = 3,76$ A	$I_{D1ef} = 1,31$ A
$I_{Co2ef} = 2,76$ A	$I_{Co2ef} = 1,36$ A	$I_{D2ef} = 4,05$ A	$I_{D2ef} = 2,37$ A
$I_{Lref} = 8,40$ A	$I_{Lref} = 4,12$ A		

Tabela 4.6 – Comparação dos esforços no inversor.

Dobrador de tensão	Ponte completa
$V_{C1} = 180$ V	$V_{C1} = 180$ V
$V_{C2} = 220$ V	$V_{C2} = 220$ V
$I_{C1ef} = 4,20$ A	$I_{C1ef} = 5,92$ A
$I_{C2ef} = 4,20$ A	$I_{C2ef} = 5,92$ A
$I_{S1ef} = 5,84$ A	$I_{S1ef} = 8,67$ A
$I_{S2ef} = 5,80$ A	$I_{S2ef} = 8,05$ A
$I_{Lref} = 8,40$ A	$I_{Lref} = 11,83$ A

### 4.2.3 Resultados experimentais

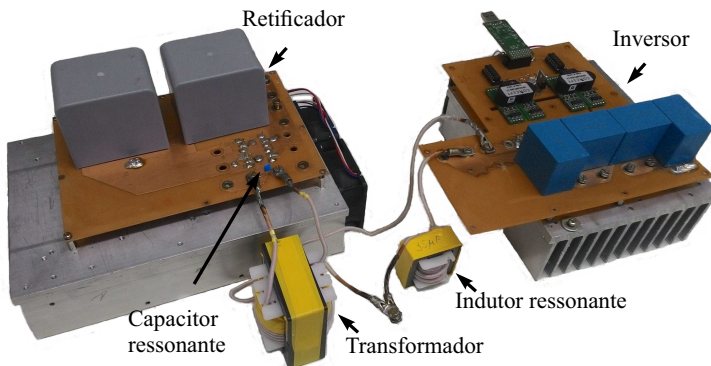
A validação da estrutura, da análise e da metodologia de projeto foi verificada em um protótipo com as mesmas especificações da Tabela 4.1. Os componentes utilizados no protótipo estão na Tabela 4.7, os quais são dimensionados com base nos esforços apresentados na Tabela 4.5. Uma fotografia do protótipo é apresentada na Figura

4.26. Os esquemáticos e PCB do inversor são apresentados no Anexo A, e do retificador no Anexo B. No Apêndice D é apresentado o programa no qual foi implementado o modulador, sendo que foi usado o DSP (*Digital Signal Processor*) F28069. O máximo ponto de operação testado foi  $D = 0,75$ , que corresponde a uma carga aproximadamente de 600 W. Após esse valor de razão cíclica, o conversor perdeu a comutação suave, assim não foram realizados mais testes sob o risco de queima dos interruptores.

Tabela 4.7 – Especificações dos componentes.

Componente	Referência
<b>Inversor</b>	
Interruptor de entrada	IPW60R041C6
Gate driver	2SC0108T2D0-12
Capacitor de comutação	2,2 nF
Capacitores de entrada	2 x 20 $\mu$ F (Polipropileno)
DSP	F28069
<b>Estágio ressonante</b>	
Capacitor ressonante	2,2 nF (secundário)
Indutor ressonante	35 $\mu$ H
Transformador	$\eta = 1,5$ ; $L_d = 3 \mu$ H
<b>Retificador</b>	
Capacitores de saída	200 $\mu$ F (Polipropileno)
Diodos de saída	IDW40G65C5

Figura 4.26 – Fotografia do protótipo.

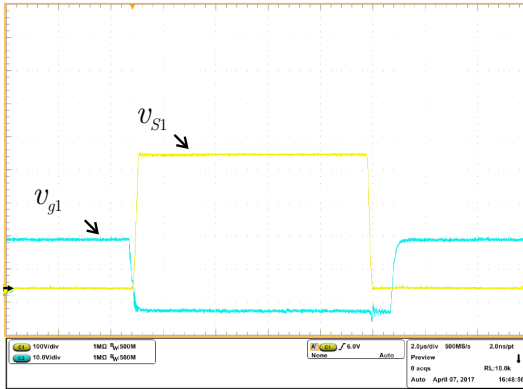


Os resultados experimentais obtidos no protótipo são mostrados a seguir. A tensão nos interruptores e seus respectivos pulsos de comando em potência nominal são vistos na Figura 4.27. É possível

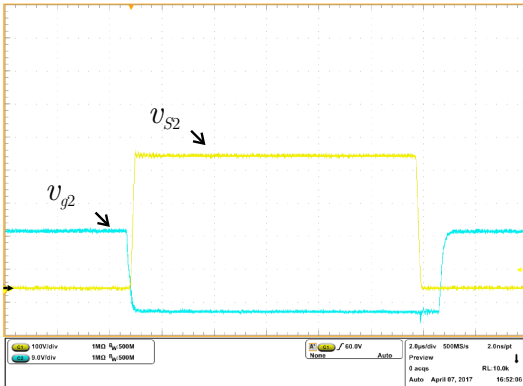
observar que os interruptores somente são comandados a conduzir quando a tensão sobre eles já é zero, o que comprova a comutação suave neste ponto de operação. Além disto, é visto nesta figura a assimetria nos pulsos de comando.

Figura 4.27 – Tensão nos interruptores e tensão de comando:

(a)  $S_1$ . Escala:  $V_{S1} = 100$  V;  $V_{g1} = 10$  V;  $t = 2$   $\mu$ s.



(b)  $S_2$ . Escala:  $V_{S2} = 100$  V;  $V_{g2} = 8$  V;  $t = 2$   $\mu$ s.

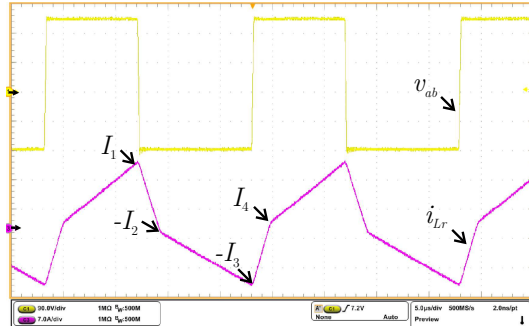


As formas de onda da tensão na entrada do estágio ressonante ( $v_{ab}$ ) e da corrente no indutor ressonante ( $i_{Lr}$ ) são mostradas na Figura 4.28 para dois valores testados de razão cíclica (na Figura 4.28a as formas de onda estão invertidas). Em concordância com a análise teórica, há uma assimetria nas formas de onda, semelhante

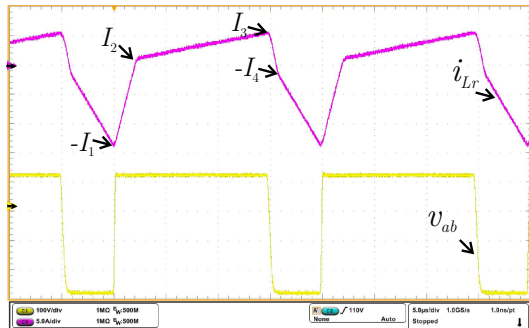
ao que foi apresentado na Figura 4.9.

Figura 4.28 – Tensão na saída do inversor e corrente no indutor ressonante:

(a)  $D = 0,55$ . Escala:  $v_{ab} = 90$  V;  $i_{Lr} = 7$  A;  $t = 5 \mu\text{s}$ .



(b)  $D = 0,75$ . Escala:  $v_{ab} = 100$  V;  $i_{Lr} = 5$  A;  $t = 5 \mu\text{s}$ .



As Tabelas 4.8 e 4.9 apresentam comparações entre os valores calculados (usando o parâmetro  $K_D$ ) e medidos experimentalmente (refletidos ao primário) de corrente. Assim como nas simulações, os valores medidos ficaram próximos dos calculados.

As formas de onda das tensões nos capacitores de entrada e saída no ponto de operação nominal são apresentadas na Figura 4.29. É observado o desbalanço entre as tensões. Tanto as tensões de entrada quanto de saída são a soma das tensões dos respectivos capacitores, e nos ensaios ambas mostraram valores de aproximadamente

Tabela 4.8 – Comparação entre os valores medidos e calculados para  $D = 0,55$ .

Valor Calculado	Valor Medido	Erro (%)
$V_{C1c} = 180$ V	$V_{C1m} = 182$ V	1,11
$V_{C2c} = 220$ V	$V_{C2m} = 225$ V	2,27
$V_{Co1c} = 124,77$ V	$V_{Co1m} = 125,46$ V	0,55
$V_{Co2c} = 141,86$ V	$V_{Co2m} = 143,46$ V	1,12
$I_{1c} = 16,15$ A	$I_{1m} = 16,00$ A	0,93
$I_{2c} = 1,14$ A	$I_{2m} = 1,30$ A	14,03
$I_{3ec} = 14,08$ A	$I_{3m} = 13,8$ A	1,99
$I_{4c} = 1,21$ A	$I_{4m} = 1,32$ A	9,09
$I_{oc} = 3,93$ A	$I_{om} = 3,81$ A	3,05

Tabela 4.9 – Comparação entre os valores medidos e calculados para  $D = 0,75$ .

Valor Calculado	Valor Medido	Erro (%)
$I_{1c} = 13,87$ A	$I_{1m} = 14,00$ A	0,94
$I_{2c} = 1,03$ A	$I_{2m} = 1,10$ A	6,80
$I_{3ec} = 7,05$ A	$I_{3m} = 6,5$ A	7,80
$I_{4c} = 1,32$ A	$I_{4m} = 1,20$ A	9,09
$I_{oc} = 2,47$ A	$I_{om} = 2,26$ A	8,50

400 V, o que está coerente com a análise teórica.

Um ensaio de rendimento foi realizado na estrutura para os pontos de carga que o conversor apresenta comutação suave. Os testes foram realizados com temperatura de cerca de 20°, sendo que o conversor ficou ligado por cerca de 2 minutos com ventilação forçada nas cargas. Os resultados são vistos na Tabela 4.10 e demonstram um rendimento elevado para uma estrutura isolada (acima de 97%). A comutação suave, a estrutura meia ponte no estágio inversor com apenas dois interruptores e o estágio retificador do tipo dobrador também com apenas dois diodos contribuem para o elevado rendimento.

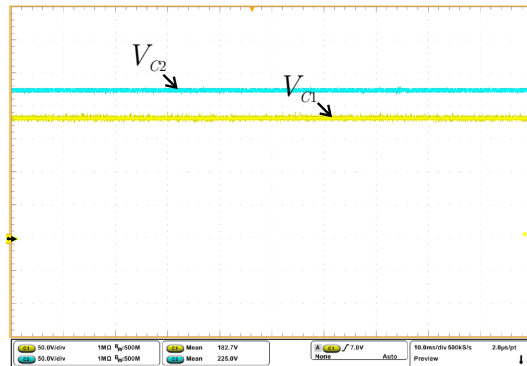
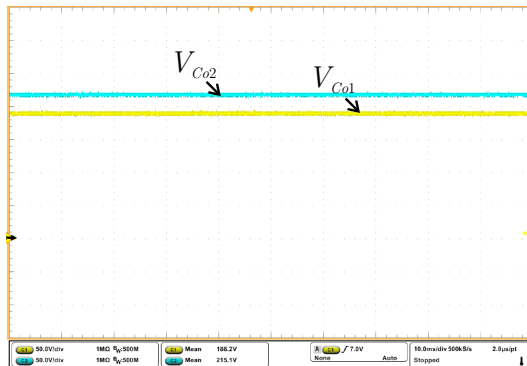
Tabela 4.10 – Resultados dos ensaios de rendimento

Potência (W)	Razão cíclica	Rendimento (%)
600	0,75	97,4
750	0,7	97,3
1000	0,55	97,2

As tensões e as correntes de entrada e de saída verificadas no



Figura 4.29 – Tensão nos capacitores:

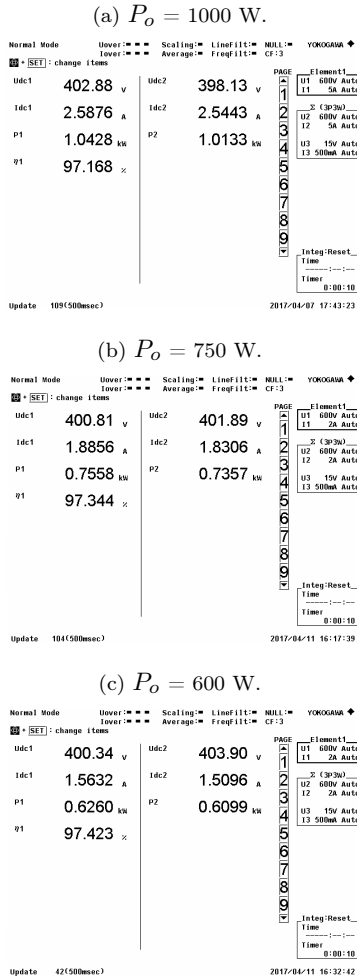
(a) Entrada. Escala:  $V_C = 50$  V.(b) Saída. Escala:  $V_{Co} = 50$  V.

ensaio de rendimento através do analisador de potência YOKOGAWA WT500 são apresentadas na Figura 4.30, sendo que na coluna da esquerda estão as grandezas de entrada e na da direita estão as grandezas de saída. O rendimento é representado por  $\eta_1$ .

### 4.3 PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM ALTA TENSÃO

Nesta seção, serão apresentados o projeto e a implementação do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão para uma

Figura 4.30 – Tensões e correntes de entrada e saída:



aplicação de alta tensão. Foi escolhida como aplicação uma válvula TWT (*Traveling Wave Tube*) usada em radares [5]. O esquema da válvula é apresentada na Figura 4.31, e as especificações de projeto na Tabela 4.11, onde  $P_T$  é a potência total. A planilha de projeto do CPR-MPA-ST em alta tensão é apresentada no Apêndice E.

Um diagrama do conversor para esta aplicação é apresentado

Figura 4.31 – Esquema da válvula TWT.

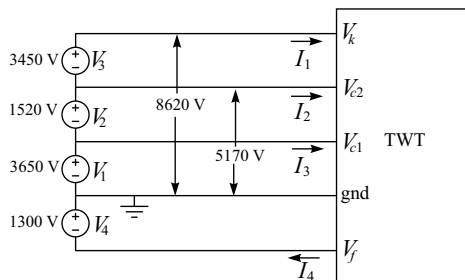
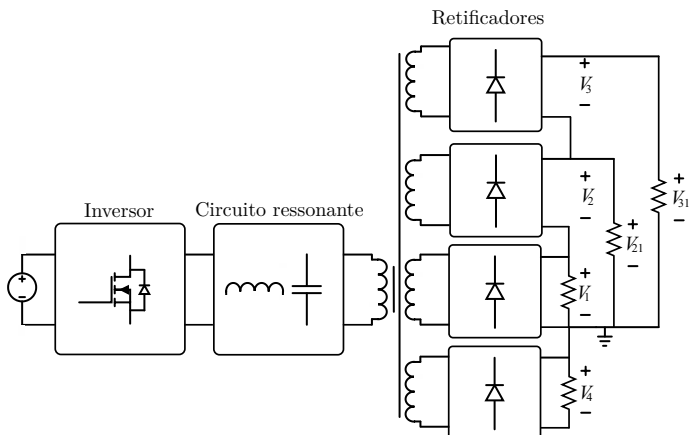


Tabela 4.11 – Especificações da válvula TWT.

$V_1 = 3650 \text{ V}$	$I_1 = 270 \text{ mA}$	$P_1 = 985,5 \text{ W}$
$V_2 = 1520 \text{ V}$	$I_2 = 325 \text{ mA}$	$P_2 = 494,0 \text{ W}$
$V_3 = 3420 \text{ V}$	$I_3 = 15 \text{ mA}$	$P_3 = 51,3 \text{ W}$
$V_4 = 1300 \text{ V}$	$I_4 = 1 \text{ mA}$	$P_4 = 1,3 \text{ W}$
		$P_T = 1533 \text{ W}$

na Figura 4.32, o qual usa um transformador de múltiplos enrolamentos. Os retificadores referentes a cada saída são constituídos da associação série de retificadores. O número de retificadores usados em cada saída depende das limitações tecnológicas dos diodos empregados.

Figura 4.32 – Diagrama do conversor para aplicação na válvula TWT.



### 4.3.1 Projeto

Do ponto de vista do estágio inversor e do estágio ressonante, o projeto do CPR-MPA-ST aplicado em alta tensão é o mesmo apresentado na Seção 4.2. o valor da tensão de entrada foi escolhido como 400 V, e a partir dele foi definido o ganho estático como 0,78. Também foi escolhida a razão cíclica de projeto como 0,55, e a partir desta foi definido  $\mu_0 = 0,048$  para que a potência de saída seja 1,5 kW.

Definidos os parâmetros referentes aos estágios inversor e ressonante, são atribuídos o número de retificadores em cada saída do conversor, e, através do ganho estático e do número de retificadores ( $N_r$ ), é calculada a relação de transformação de cada secundário do transformador, conforme a equação 4.53. Os resultados referentes a este projeto são apresentados na Tabela 4.12.

$$\eta = \frac{V_{os}}{N_r q V_i}. \quad (4.53)$$

Tabela 4.12 – Parâmetros do transformador.

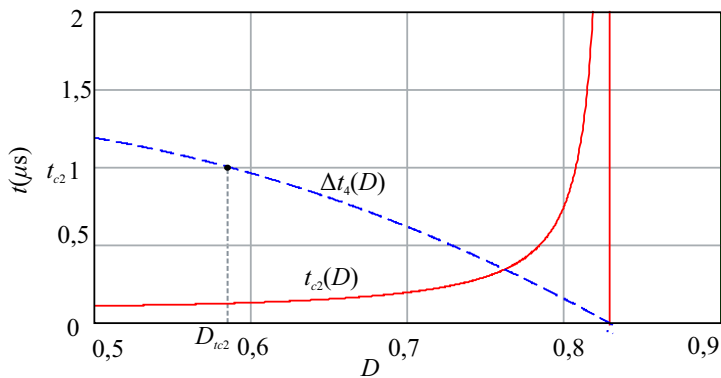
Saída	Número de secundários	Relação de transformação
1	6	1,95
2	2	2,44
3	5	2,12
4	2	2,08

Definidos o número de secundários, a relação de transformação, e as correntes apresentadas na Tabela 4.11, foi realizado o projeto e construção do transformador, apresentado no Anexo D.

Após construído o transformador, foram realizados os ensaios e obtidos os valores referentes ao primário de indutância de dispersão como 14,7  $\mu$ H e de capacitância entre as espiras como 0,8 nF, conforme apresentado no Anexo D. Foi constatado que, com este valor, a potência transferida é de 2,3 kW. Porém, na prática, foi observado que a indutância de dispersão estava acima do valor obtido nos ensaios, e não foi necessária a adição de indutor externo.

O estágio inversor usado no projeto de alta tensão foi o mesmo apresentado na Seção 4.2, assim, foram usados os mesmos capacitores de comutação e tempo morto lá especificados ( $C_c = 2,5$  nF;  $t_m = 1\mu\text{s}$ ). O  $D$  máximo para comutação suave no interruptor crítico ( $S_2$ ) nestas condições é de 0,56, que é bem próximo do ponto de operação nominal, conforme apresentado na Figura 4.33. A faixa de comutação suave ficou menor quando comparada ao projeto em baixa tensão, pois neste caso foi utilizado um ganho estático maior do que naquela situação, o que implica em um menor valor de corrente no enrolamento primário do transformador, mesmo se tratando de potências diferentes. Porém, como esta especificação é de uma carga fixa, isso não constitui um problema, caso contrário deveria-se reprojeter o capacitor de comutação e/ou tempo morto.

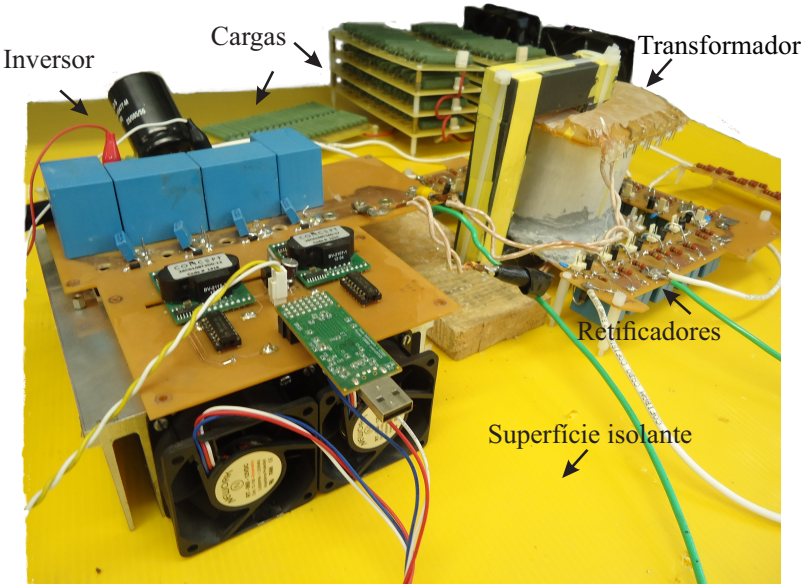
Figura 4.33 – Curvas de  $t_{c2}$  e  $\Delta t_4$  em função de  $D$ .



### 4.3.2 Resultados experimentais

Um protótipo, cuja fotografia é apresentada na Figura 4.34, foi usado nos testes para validação dos resultados. Ele foi montado sobre uma superfície isolante para evitar eventuais fugas de corrente causadas pela alta tensão. O estágio inversor é o mesmo apresentado na Tabela 4.7, enquanto que nos retificadores foram usados diodos MUR4100E e capacitores de  $1 \mu\text{F} / 600 \text{ V}$  de filme de polipropileno. Os esquemáticos e leiautes da placa de circuito impresso do inversor são apresentados no Anexo A, e do retificador no Anexo C.

Figura 4.34 – Fotografia do protótipo.



A configuração de cargas usadas nos testes, que são condizentes com uma válvula TWT, são apresentadas na Tabela 4.13.

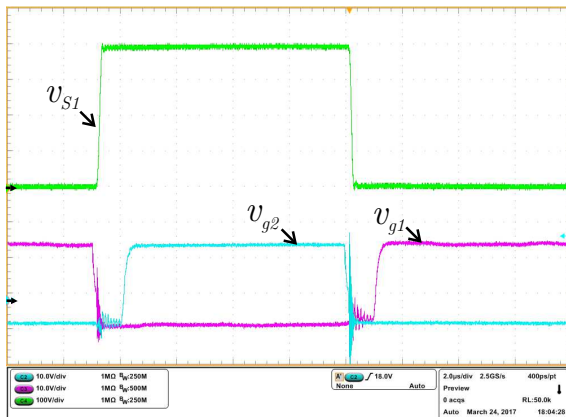
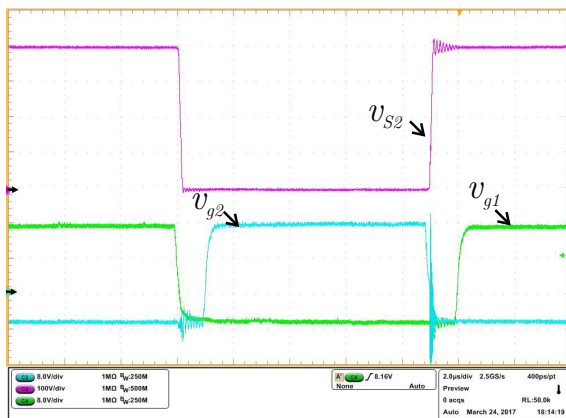
Tabela 4.13 – Parâmetros das cargas.

Saída	Carga (k $\Omega$ )	Tensão (kV)	Potência (W)
1	220	3,65	60,56
2-1	20	5,17	1336,00
3-1	810	8,62	91,73
4	1000	1,3	1,69

O primeiro resultado apresentado é a tensão sobre os interruptores ( $v_S$ ) e as tensões de comando ( $v_g$ ) no ponto de operação, conforme a Figura 4.35. É observado que os interruptores estão em comutação sob tensão nula.

Na Figura 4.35 são apresentadas as formas de onda de tensão na saída do inversor e de corrente no indutor ressonante. Foi observada uma distorção da corrente no indutor que foi atribuída

Figura 4.35 – Tensão nos interruptores e tensão de comando:

(a)  $S_1$ . Escala:  $v_{S1} = 100$  V;  $v_g = 10$  V;  $t = 2 \mu\text{s}$ .(b)  $S_2$ . Escala:  $v_{S2} = 100$  V;  $v_g = 8$  V;  $t = 2 \mu\text{s}$ .

ao transformador de múltiplos enrolamentos, o qual possui um modelo complexo que neste trabalho foi aproximado para um modelo simplificado com indutância de dispersão e capacitância intrínseca.

As Figuras 4.37, 4.38, 4.39 e 4.40 mostram as formas de onda de tensão referentes a cada saída do conversor juntamente com a corrente no indutor ressonante, para mostrar que o conversor está no mesmo ponto de operação em cada resultado de tensão obtido. A

Figura 4.36 – Tensão na saída do inversor e corrente no indutor ressonante. Escala:  $v_{ab} = 80$  V;  $i_{Lr} = 20$  A;  $t = 5 \mu\text{s}$ .

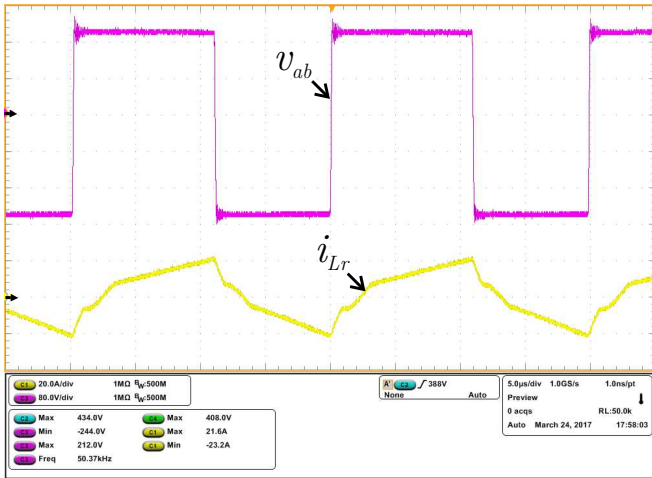


Figura 4.37 mostra a tensão  $V_1$ , na qual o valor obtido é de 3,627 kV. A Figura 4.38 apresenta a tensão  $V_2 + V_1$ , e o seu valor é de 5,191 kV. A Figura 4.37 mostra a tensão  $V_3 + V_2 + V_1$ , na qual foi obtido o valor de 8,525 kV. Por fim, a Figura 4.40 mostra a tensão  $V_4$ , a qual possui referencial invertido em relação as demais. Nela foi obtido o valor de -1,45 kV. Foi observado que as tensões alcançadas ficaram bem próximas das especificações, o que comprova que o conversor proposto pode ser usado neste tipo de aplicação.

Na Tabela 4.14 são apresentados os valores especificados e medidos de tensão na saída do conversor, bem como o erro percentual entre eles. Os resultados obtidos foram satisfatórios, pois os testes foram feitos em malha aberta, ou seja, sem compensação das quedas de tensão, e os valores teóricos não consideram as quedas de tensão dos elementos. Também deve-se ressaltar que a saída 4 apresentou um erro maior em relação as demais devido a efeitos de regulação cruzada no transformador (esta é a saída de menor potência, por isso fica mais suscetível a este tipo de efeito).

Devido a dificuldade de se realizar medidas em situações com valores elevados de tensão, não se pode realizar um ensaio de



Figura 4.37 – Tensão na saída 1. Escala:  $V_1 = 5 \text{ kV}$ ;  $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ;  $t = 5 \mu\text{s}$ .



Figura 4.38 – Tensão entre as saídas 2 e 1. Escala:  $V_{21} = 5 \text{ kV}$ ;  $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ;  $t = 5 \mu\text{s}$ .



rendimento. Porém uma estimativa foi feita com base na potência de entrada, medida com o medidor de potência YOKOGAWA WT210 e apresentada na Figura 4.41, e os valores medidos de tensão de saída e resistência de carga, conforme a Tabela 4.15.

Figura 4.39 – Tensão entre as saídas 3 e 1. Escala:  $V_{31} = 5 \text{ kV}$ ;  $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ;  $t = 5 \mu\text{s}$ .

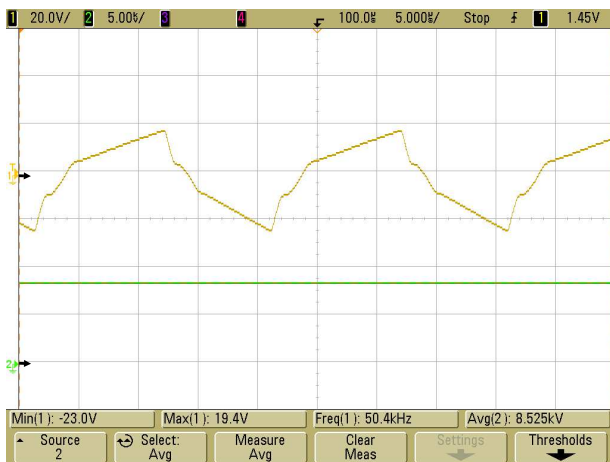


Figura 4.40 – Tensão na saída 4. Escala:  $V_4 = 5 \text{ kV}$ ;  $i_{Lr} = 20 \text{ A}$ ;  $t = 5 \mu\text{s}$ .



Comparando a potência total de saída, a qual foi estimada em 1498,37 W, e a potência medida na entrada (1614,80 W), se obtém um rendimento estimado de 92,79 %.

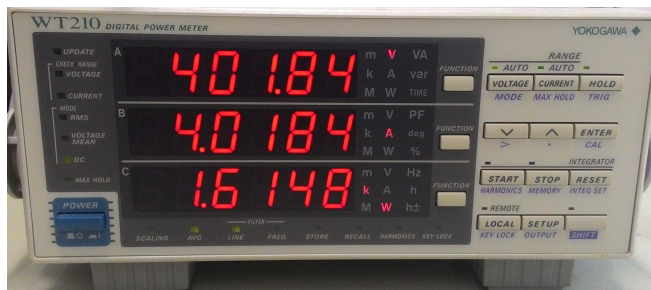
Tabela 4.14 – Comparação entre valores especificados e medidos de tensão.

Saída	Valor especificado (kV)	Valor medido (kV)	Erro (%)
1	3,65	3,63	0,55
2	1,52	1,56	2,56
3	3,45	3,33	3,45
4	1,30	1,45	10,34
2-1	5,17	5,19	0,38
3-1	8,62	8,52	1,16

Tabela 4.15 – Valores estimados de potência de saída.

Saída	Carga (k $\Omega$ )	Tensão (kV)	Potência (W)
1	220	3,63	59,85
2-1	20	5,19	1346,80
3-1	810	8,52	89,62
4	1000	1,45	2,10

Figura 4.41 – Medidas na entrada do conversor.



## 4.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo desenvolveu a análise, projeto, simulações e resultados experimentais do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão na saída. Este conversor tem as vantagens de modulador simples e controle por razão cíclica do conversor apresentado no Capítulo 4, porém sem o problema de corrente média não nula no transformador que aquele conversor apresenta. Ele também pode trabalhar com ganho estático maior devido ao dobrador de tensão, o que reduz o estresse de tensão no transformador. O estágio dobrador de tensão também oferece a possibilidade de reduzir o número de secundários, desde que diodos de maior tensão sejam utilizados.

Como desvantagem há o equacionamento mais complexo, que leva a respostas aproximadas.

Foram apresentados resultados experimentais em baixa tensão, para comprovação das análises, e em alta tensão, para verificar a aplicação do conversor em fontes de alta tensão. Os resultados obtidos são coerentes com a análise matemática e o conversor possui um rendimento elevado devido a comutação suave e o baixo número de elementos no lado primário do conversor.

# CAPÍTULO 5

---

## CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

---

### 5.1 CONCLUSÕES

Esta dissertação desenvolveu o estudo do conversor meia ponte paralelo ressonante com modulação PWM assimétrica e saída em tensão, apresentando as análises para o estágio de saída com um retificador em ponte completa ou um retificador dobrador de tensão. Para o caso com retificador em ponte completa, foram apresentados o equacionamento, a análise estática, um exemplo de projeto e a validação das análises via simulações. Para o caso com retificador dobrador de tensão, foram apresentados o equacionamento, a análise estática, um exemplo de projeto e validação via simulações e resultados experimentais em baixa tensão, e um exemplo de projeto e resultados experimentais em alta tensão.

O CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa não se mostrou promissor devido a presença de corrente média não nula no transformador. Já o conversor ressonante meia ponte com retificador dobrador de tensão opera com valor médio de corrente nulo no transformador, pois a configuração da estrutura acaba tendo em todas as etapas de operação um capacitor em série com a corrente, o

que elimina o valor médio de corrente na entrada, no transformador e na saída do circuitos ressonante. Com isso, o problema encontrado no conversor meia ponte com modulação PWM assimétrica tradicional, referente a saturação do núcleo do transformador, é eliminado.

A análise mostrou que a máxima transferência de potência do conversor acontece com razão cíclica igual a 0,5 e a variação da razão cíclica permite controlar o ganho do conversor, portanto, ela é uma topologia ressonante que possibilita fazer o controle da tensão de saída pela variação da razão cíclica, operando assim com frequência fixa.

O protótipo do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão em baixa tensão validou a teoria apresentada e obteve rendimento elevado e comutação suave numa faixa de carga de 60% a 100% da carga nominal, o que potencializa a sua aplicações em fontes de até 2 kW, elevando a faixa de aplicação usual da estrutura meia ponte.

O protótipo do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão em alta tensão mostrou que o conversor tem aplicação em fontes de alta tensão, como os EPCs usados em TWTA de radares. Durante os ensaios, o protótipo forneceu as tensões necessárias para a polarização de uma válvula TWT, o que comprova que o conversor pode ser usado nesta aplicação.

Por fim, artigo baseado neste trabalho foi encaminhado a revista Eletrônica de Potência da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), o qual foi provisoriamente aceito com revisão mandatória.

## 5.2 TRABALHOS FUTUROS

São sugestões para trabalhos futuros:

- Análise do CPR-MPA-ST com retificador em ponte completa usando um capacitor de bloqueio no secundário.
- Análise do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão via método numérico.

- 
- Realizar a modelagem e controle da tensão de saída do CPR-MPA-ST com retificador dobrador de tensão.
  - Construção de um protótipo para alta tensão otimizado em termos de volume e rendimento.





---

## REFERÊNCIAS

---

- 1 BARBI, I.; SOUZA, F. P. de. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. 1. ed. Florianópolis: [s.n.], 1999. Citado na página 25.
- 2 MARTINS D. M; BARBI, I. *Eletrônica de potência: Conversores CC-CC não Isolados*. 3. ed. Florianópolis: [s.n.], 2008. Citado na página 25.
- 3 BANDEIRA, D. G.; MUSSA, S. A.; BARBI, I. A ZVS-PWM T-type isolated DC-DC converter. In: *Proc. of COBEP/SPEC*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 32.
- 4 PIAZZA, G. L. Implementação de uma fonte para acionamento de raio laser. *Dissertação de Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFSC*, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 5 LAZZARIN, T. B.; CUSTÓDIO, C. C.; BARBI, I. Análise, projeto e experimentação de um conversor cc-cc com múltiplas saídas em alta tensão para aplicações em twta. *Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 3, p. 300–310, Agosto 2015. Citado 7 vezes nas páginas 25, 26, 29, 30, 31, 32 e 108.
- 6 KATZIR L.; SHMILOVITZ, D. A split-source multisection high-voltage power supply for x-ray. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 2, p. 373–381, June 2016. Citado na página 25.
- 7 GULES, R. *Estudo de conversores cc-cc isolados operando com elevada tensão de saída e alto rendimento, para aplicações aeroespaciais*.

- Tese de doutorado, UFSC, Florianópolis, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 25, 29 e 31.
- 8 OUTEIRO, M. T.; SURYAWANSHI, H.; BUJA, G. Resonant power converters applications: Lscslpcp circuit for renewable energy sources as case study. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 5651–5656. Citado na página 25.
- 9 RODRIGUES, D. T.; POMILIO, J. A. Equalização de potência entre cargas ressoantes de alta tensão através de compensação eletrônica de parâmetros. *Eletrônica de Potência*, v. 18, n. 3, p. 1073–1081, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 10 SAMSUDIN, N. A.; IQBAL, S.; TAIB, S. Llc resonant high-voltage dc-dc converter with voltage multiplier rectifier. In: *2015 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 508–513. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 11 OUTEIRO, M. T.; BUJA, G.; CZARKOWSKI, D. Resonant power converters: An overview with multiple elements in the resonant tank network. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 2, p. 21–45, 2016. ISSN 1932-4529. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 12 VU, H. N.; CHOI, W. J. A novel dual full-bridge llc resonant converter for cc and cv charges of batteries for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 13 SOUMIAH, S.; VENGATESH, R. P.; RAJAN, S. E. Performance evaluation of single switch high frequency resonant power converter for alternative energy sources. In: *2015 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015]*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10. Citado na página 25.
- 14 ORTIZ, G. et al. Design and experimental testing of a resonant dc-dc converter for solid-state transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 10, p. 7534–7542, Oct 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 25.
- 15 COSTA, L. F.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. Highly efficient and reliable dc-dc converter for smart transformer. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 184–190. Citado na página 25.

- 16 BRUNORO, M.; VIEIRA, J. L. F. Fonte de alimentação cc-cc 0-50v/0-10a em ponte completa com controle por deslocamento de fase e comutação zvs. *Eletrônica de Potência*, v. 4, n. 1, p. 1-9, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 17 COSTA, L. F.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. A family of series-resonant dc-dc converter with fault-tolerant capability. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 3378-3384. Citado na página 25.
- 18 PHANKONG, N. et al. Half bridge soft switching resonant converter with silicon carbide power mosfets for induction heating. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1-4. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- 19 KIM, S. C. et al. Optimal design of 40-kv long-pulse power supply. *IEEE Transactions on Plasma Science*, v. 44, n. 4, p. 694-701, April 2016. ISSN 0093-3813. Citado na página 26.
- 20 LIU, G. et al. Implementation of a 3.3-kw dc-dc converter for ev on-board charger employing the series-resonant converter with reduced-frequency-range control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 6, p. 4168-4184, June 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.
- 21 CLARK J. L. SCHRAM, G. W. P. E. New developments in ka-band: A 10 w cw helix type twt. *Electron. Devices Meeting*, v. 22, p. 373-376, 1976. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- 22 BARBI, I.; GULES, R. Isolated dc-dc converters with high-output voltage for twta telecommunication satellite applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 4, p. 975-984, July 2003. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- 23 CUSTODIO, O. J. *Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão Para Acionamento de uma Válvula TWT*. Dissertação de mestrado, UFSC, Florianópolis, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- 24 GHAHDERIJANI, M. M. et al. Frequency-modulation control of a dc/dc current-source parallel-resonant converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 7, p. 5392-5402, July 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 34.

- 25 FILCHEV, T. et al. Investigation of high voltage, high frequency transformers / voltage multipliers for industrial applications. In: *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 209–213. Citado 2 vezes nas páginas 176 e 180.
- 26 WANG, Y. A.; XIAO, D. M. Prototype design for a high-voltage high-frequency rectifier transformer for high power use. *IET Power Electronics*, v. 4, n. 6, p. 615–623, jul. 2011. ISSN 1755-4535. Citado na página 176.
- 27 KIM, S. C. et al. Development of a high frequency and high-voltage pulse transformer for a TWT HVPS. In: *Pulsed Power Conference, 2003. Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1150–1153 Vol.2. Citado na página 176.
- 28 LINDE, D. v. d.; BOON, C. A. M.; KLAASSENS, J. B. Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 38, n. 2, p. 135–141, abr. 1991. ISSN 0278-0046. Citado na página 177.
- 29 TURNBULL, F. G.; TOMPKINS, R. E. Design of a Pulsewidth-Modulated Resonant Converter for a High-Output-Voltage Power Supply. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23, n. 6, p. 1016–1021, nov. 1987. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 177 e 178.
- 30 ORTIZ, G.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 631–638. Citado na página 178.
- 31 PEREZ, M. et al. A new topology for high voltage, high frequency transformers. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 554–559 vol.2. Citado na página 179.
- 32 WANG, Z. et al. Design of a high voltage DC power supply with PFC function. In: *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 179.
- 33 PARK, Y.; LYU, S.; YOU, T. Development of High Density High Voltage Power Supply for Phased Array Transmitters. In: *2005 IEEE Pulsed Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 182–185. Citado na página 180.

- 
- 34 BRUGLER, J. S. Theoretical performance of voltage multiplier circuits. *IEEE J. Solid-State Circuits*, v. 6, n. 3, p. 132–135, jun. 1971. ISSN 0018-9200. Citado na página 181.



## Apêndices





# APÊNDICE A

---

PLANILHA DE CÁLCULO DO  
CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR EM  
PONTE COMPLETA

---

## CPR-HBA-ST com retificador em ponte completa

### Parâmetros iniciais

$$V_i := 400V \quad \text{Tensão de entrada}$$

$$V_o := 100V \quad \text{Tensão de saída}$$

$$q := \frac{V_o}{V_i} = 0.25 \quad \text{Ganho estático}$$

$$f_s := 50\text{kHz} \quad \text{Frequência de comutação}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20\text{ }\mu\text{s} \quad \text{Período de comutação}$$

$$D := 0.55 \quad \text{Razão Cíclica}$$

$$L_r := 40\text{ }\mu\text{H} \quad \text{Indutor ressonante}$$

$$C_r := 5\text{ nF} \quad \text{Capacitor ressonante}$$

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r C_r}} = 355.881\text{ kHz} \quad \text{Frequência de ressonância}$$

$$\mu := \frac{f_s}{f_o} = 0.14 \quad \text{Relação entre } f_s \text{ e } f_o$$

$$V_{C1} := (1 - D) \cdot V_i = 180V \quad \text{Tensão no capacitor C1}$$

$$V_{C2} := D \cdot V_i = 220V \quad \text{Tensão no capacitor C2}$$

### Análise das etapas ressonantes por plano de fase

$$Z := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 89.443\text{ }\Omega \quad \text{Impedância característica}$$

$$\beta_1 := \pi - \arccos\left[\frac{q - (1 - D)}{q + (1 - D)}\right] = 1.281 \quad \text{Ângulo no qual ocorre a primeira etapa ressonante}$$

$$\beta_{g1} := \frac{180}{\pi} \cdot \beta_1 = 73.398 \quad \text{Ângulo } \beta_1 \text{ em graus}$$

$$I_2 := 2 \cdot V_i \cdot \sqrt{q \cdot (1 - D)} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 3\text{ A} \quad \text{Corrente ao fim da primeira etapa ressonante}$$

$$\Delta t_2 := \sqrt{L_r C_r} \cdot \beta_1 = 0.573\text{ }\mu\text{s} \quad \text{Duração da primeira etapa ressonante}$$

$$\beta_2 := \arccos\left(\frac{D - q}{D + q}\right) = 1.186 \quad \text{Ângulo no qual ocorre a segunda etapa ressonante}$$

$$\beta_{g2} := \frac{180}{\pi} \cdot \beta_2 = 67.976 \quad \text{Ângulo } \beta_2 \text{ em graus}$$

$$I_4 := 2 \cdot V_i \cdot \sqrt{q \cdot D} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 3.317\text{ A} \quad \text{Corrente ao fim da segunda etapa ressonante}$$

$$\Delta t_5 := \sqrt{L_r C_r} \cdot \beta_2 = 0.531\text{ }\mu\text{s} \quad \text{Duração da segunda etapa ressonante}$$

### Análise das etapas lineares

$$\Delta t_1 := \frac{(D - q) \cdot T_s}{2} - \sqrt{L_r C_r} \left[ \frac{(D - q)}{2} (\beta_1 + \beta_2) - 2\sqrt{D \cdot q} \right] = 3.166\text{ }\mu\text{s} \quad \text{Duração da primeira etapa de operação}$$

$$I_{1a} := \frac{\Delta t_1 \cdot V_i \cdot (1 - D + q)}{L_r} = 22.163\text{ A}$$

$$I_1 := \frac{V_i \cdot (1 - D + q) \cdot (D - q) \cdot T_s}{2 \cdot L_r} - V_i \cdot (1 - D + q) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ \frac{(D - q)}{2} (\beta_1 + \beta_2) - 2\sqrt{D \cdot q} \right] = 22.163\text{ A} \quad \text{Corrente ao fim da sexta etapa de operação e início da primeira etapa.}$$

$$\Delta t_6 := \frac{(1-D+q) \cdot T_s}{2} + \sqrt{L_r \cdot C_r} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) - 2\sqrt{q \cdot D} \right] = 6.282 \mu\text{s}$$

Duração da sexta etapa de operação

$$\Delta t_3 := \frac{(D+q) \cdot T_s}{2} + \sqrt{L_r \cdot C_r} \left[ \frac{(D-q)}{2} (\beta_1 + \beta_2) - \beta_1 - 2\sqrt{q \cdot D} \right] = 7.261 \mu\text{s}$$

Duração da terceira etapa de operação

$$\Delta t_4 := \frac{(1-D-q) \cdot T_s}{2} - \sqrt{L_r \cdot C_r} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) + \beta_2 - 2\sqrt{q \cdot D} \right] = 2.187 \mu\text{s}$$

Duração da quarta etapa de operação

$$I_{3a} := \frac{V_i \cdot (D+q)}{L_r} \cdot \Delta t_4 = 17.498 \text{ A}$$

$$I_3 := \frac{V_i \cdot (D+q) \cdot (1-D-q) \cdot T_s}{2 \cdot L_r} - V_i \cdot (D+q) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ \frac{(D-q-1)}{2} (\beta_1 + \beta_2) + \beta_2 - 2\sqrt{q \cdot D} \right] = 17.498 \text{ A}$$

Corrente ao fim da terceira etapa de operação e início da quarta etapa.

#### Corrente na magnetizante

$$I_m := -\frac{1}{T_s} \left[ \Delta t_3 \frac{(I_2 + I_3)}{2} + \Delta t_4 \frac{I_3}{2} - \Delta t_6 \frac{(I_4 + I_1)}{2} - \Delta t_1 \frac{I_1}{2} \right] = 1.078 \text{ A}$$

#### Análise da corrente de saída

$$I_x := \frac{V_i \cdot T_s \left[ D(1-D) - q^2 \right]}{4L_r}$$

$$I_y := \frac{V_i}{4} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left[ (\beta_1 + \beta_2) \left[ D(1-D) - q^2 + q(D-1-q) \right] + \beta_2 \cdot (D+q) - 2 \cdot (D+q) \sqrt{q(1-D)} - 2 \cdot (2-D+3q) \sqrt{D \cdot q} \right]$$

$$I_z := \frac{V_i \cdot C_r}{2 \cdot T_s} \left[ \frac{(\beta_1 + \beta_2)}{2} \cdot [q(D-q-1)(\beta_1 + \beta_2) + (D+q) \cdot \beta_2 + 2 \cdot (D-q) \sqrt{q(1-D)} - 2 \cdot (2-D+3q) \sqrt{D \cdot q}] - 2 \sqrt{q(1-D)} (2\sqrt{D \cdot q} + \beta_1) - 4 \cdot D \cdot q \right]$$

$$I_o := I_x - I_y + I_z = 10.434 \text{ A}$$

$$P_o := I_o \cdot V_o = 1.043 \times 10^3 \text{ W}$$

#### Corrente média de saída normalizada

$$I_{xn}(q_n, \mu_n, D_n) := \frac{\pi \left[ D_n (1 - D_n) - q_n^2 \right]}{2 \mu_n}$$

$$I_{yn}(q_n, \mu_n, D_n) := \left[ \pi - \arccos \left[ \frac{q_n - (1 - D_n)}{q_n + (1 - D_n)} \right] + \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) \right] \left[ D_n (1 - D_n) - q_n^2 + q_n (D_n - 1 - q_n) \right]$$

$$I_{zn}(q_n, \mu_n, D_n) := \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) \cdot (D_n + q_n) - 2 \cdot (D_n + q_n) \sqrt{q_n (1 - D_n)} - 2 \cdot (2 - D_n + 3 \cdot q_n) \sqrt{D_n \cdot q_n}$$

$$I_{wn}(q_n, \mu_n, D_n) := q_n (D_n - q_n - 1) \left[ \pi - \arccos \left[ \frac{q_n - (1 - D_n)}{q_n + (1 - D_n)} \right] + \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) \right] + (D_n + q_n) \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) + 2 \cdot (D_n - q_n) \sqrt{q_n (1 - D_n)} - 2 \cdot (2 - D_n + 3 \cdot q_n) \sqrt{D_n \cdot q_n}$$

$$I_{un}(q_n, \mu_n, D_n) := 2 \sqrt{q_n (1 - D_n)} \left[ 2 \sqrt{D_n \cdot q_n} + \left[ \pi - \arccos \left[ \frac{q_n - (1 - D_n)}{q_n + (1 - D_n)} \right] \right] \right] - 4 \cdot D_n \cdot q_n$$

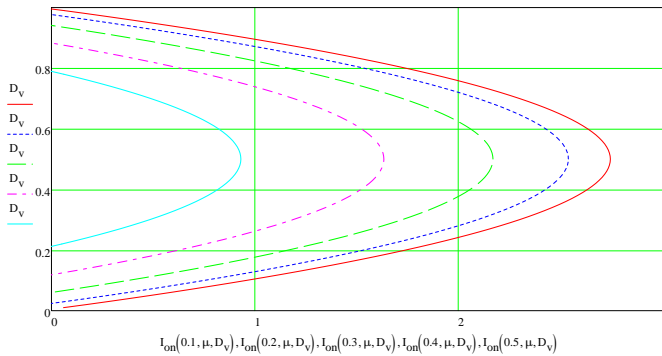
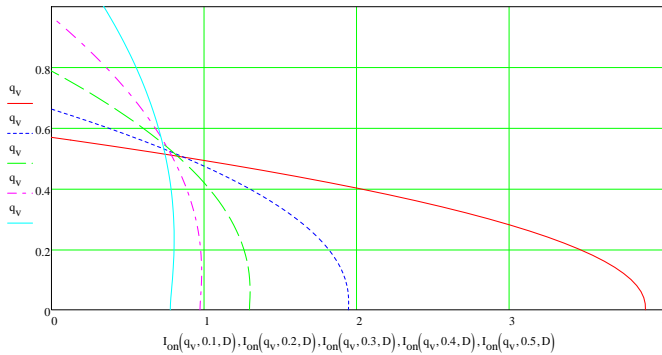
$$I_{on}(q_n, \mu_n, D_n) := I_{xn}(q_n, \mu_n, D_n) - \frac{1}{4} (I_{yn}(q_n, \mu_n, D_n) + I_{zn}(q_n, \mu_n, D_n)) + \frac{\mu_n}{4 \cdot \pi} \left[ \frac{\pi - \arccos \left[ \frac{q_n - (1 - D_n)}{q_n + (1 - D_n)} \right] + \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right)}{2} (I_{wn}(q_n, \mu_n, D_n)) - I_{un}(q_n, \mu_n, D_n) \right]$$

Vetores de  $q$  e  $\mu$

$$q_v := 0, 0.02..2$$

$$\mu_{0v} := 0.01, 0.02..2$$

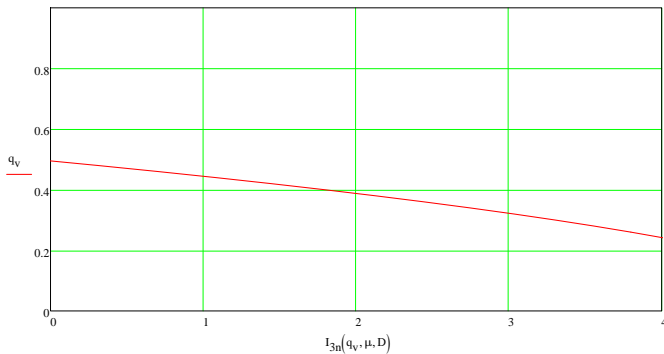
$$D_v := 0.01, 0.02..1$$

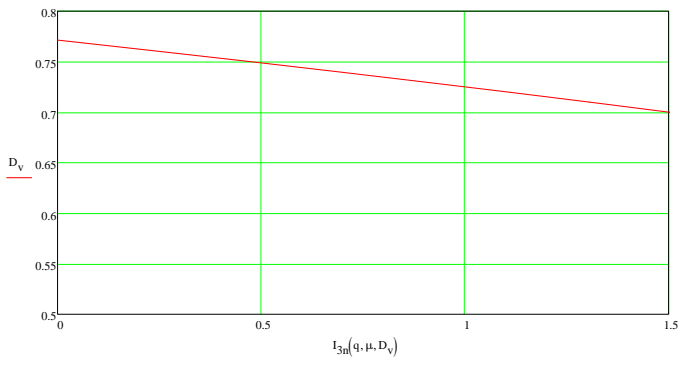


### Limite de operação

Limite de operação para o modo de condução contínua: 13 deve ser maior que 0

$$I_{3n}(q_n, \mu_n, D_n) := \frac{\pi(D_n + q_n)(1 - D_n - q_n)}{\mu_n} - (D_n + q_n) \left[ \frac{(D_n - q_n - 1)}{2} \left[ \pi - \arccos \left[ \frac{q_n - (1 - D_n)}{q_n + (1 - D_n)} \right] + \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) \right] + \arccos \left( \frac{D_n - q_n}{D_n + q_n} \right) - 2 \sqrt{q_n D_n} \right]$$







# APÊNDICE B

---

PLANILHA DE CÁLCULO DO  
CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR  
DOBRADOR DE TENSÃO

---

## Parâmetros iniciais

$$P_{od} := 1\text{ kW}$$

Potência de saída desejada

$$V_i := 400\text{ V}$$

Tensão de entrada

$$V_o := \frac{400}{1.5} V = 266.667\text{ V}$$

Tensão de saída

$$I_{od} := \frac{P_{od}}{V_o} = 3.75\text{ A}$$

Corrente média de saída no ponto de operação

$$q := \frac{V_o}{V_i} = 0.667$$

Ganho estático

$$f_s := 50\text{ kHz}$$

Frequência de comutação

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20\text{ }\mu\text{s}$$

Período de comutação

$$D := 0.8$$

Razão Cíclica

$$L_r := 38\text{ }\mu\text{H}$$

Indutor ressonante

$$C_r := 0.5\text{ nF}$$

Capacitor ressonante

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = 1.155 \times 10^3\text{ kHz}$$

Frequência de ressonância

$$\mu := \frac{f_s}{f_o} = 0.043$$

Relação entre fs e fo

$$V_{C1} := (1 - D) \cdot V_i = 80\text{ V}$$

Tensão no capacitor C1

$$V_{C2} := D \cdot V_i = 320\text{ V}$$

Tensão no capacitor C2

$$V_{Co1} := 71.74\text{ V}$$

Tensão nos capacitores de saída (simulação)

$$V_{Co2} := V_o - V_{Co1} = 194.927\text{ V}$$

## Análise das etapas ressonantes por plano de fase

$$Z := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 275.681\text{ }\Omega$$

Impedância característica

$$\beta_1 := \arccos\left(\frac{V_{C1} - V_{Co1}}{V_{C1} + V_{Co2}}\right) = 1.541$$

Ângulo no qual ocorre a primeira etapa ressonante

$$\beta_1 := \frac{180}{\pi} \cdot \beta_1 = 88.278$$

Ângulo  $\beta_1$  em graus

$$I_2 := \sqrt{2 \cdot (1 - D) \cdot V_o \cdot V_i + V_{Co2}^2 - V_{Co1}^2} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 0.997\text{ A}$$

Corrente ao fim da primeira etapa ressonante

$$\Delta t_2 := \sqrt{L_r \cdot C_r} \cdot \beta_1 = 0.212\text{ }\mu\text{s}$$

Duração da primeira etapa ressonante

$$\beta_2 := \arccos\left(\frac{V_{C2} - V_{Co2}}{V_{C2} + V_{Co1}}\right) = 1.246$$

Ângulo no qual ocorre a segunda etapa ressonante

$$\beta_2 := \frac{180}{\pi} \cdot \beta_2 = 71.381$$

Ângulo  $\beta_2$  em graus

$$I_4 := \sqrt{2(D) \cdot V_o \cdot V_i + V_{Co1}^2 - V_{Co2}^2} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 1.347\text{ A}$$

Corrente ao fim da segunda etapa ressonante

$$\Delta t_5 := \sqrt{L_r \cdot C_r} \cdot \beta_2 = 0.172\text{ }\mu\text{s}$$

Duração da segunda etapa ressonante

## Análise das etapas lineares

$$X_m := \frac{(V_{C1} + V_{Co2})(V_{C1} - V_{Co1})(V_{C2} - V_{Co2})}{(V_{C1} - V_{Co1})(V_{C2} - V_{Co2}) - (V_{C1} + V_{Co2})(V_{C2} + V_{Co1})} = -2.663\text{ V}$$

$$I_1 := \frac{1}{L_r} \cdot X_m \left[ D \cdot T_s - \Delta t_2 + L_r \cdot \frac{I_2}{V_{C1} - V_{Co1}} - \left[ \frac{V_{C2} + V_{Co1}}{V_{C1} - V_{Co1}} \left[ (1 - D) \cdot T_s - \Delta t_5 + L_r \cdot \frac{I_4}{V_{C2} - V_{Co2}} \right] \right] \right] = 12.654\text{ A}$$

Corrente ao fim da sexta etapa de peração e início da primeira etapa.



$$I_3 := \left[ (1 - D) \cdot T_s - \Delta t_5 - L_T \left( \frac{I_1 - I_4}{V_{C2} - V_{Co2}} \right) \right] \frac{V_{C2} + V_{Co1}}{L_T} = 4,048 \text{ A}$$

Corrente ao fim da terceira etapa de operação e início da quarta etapa.

$$\Delta t_1 := L_T \frac{I_1}{V_{C1} + V_{Co2}} = 1,749 \cdot \mu\text{s}$$

Duração da primeira etapa de operação

$$\Delta t_3 := D \cdot T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 = 14,039 \cdot \mu\text{s}$$

Duração da terceira etapa de operação

$$\Delta t_4 := L_T \frac{I_3}{V_{C2} + V_{Co1}} = 0,393 \cdot \mu\text{s}$$

Duração da quarta etapa de operação

$$\Delta t_6 := (1 - D) T_s - \Delta t_4 - \Delta t_5 = 3,436 \cdot \mu\text{s}$$

Duração da sexta etapa de operação

$$I_0 := \frac{1}{4 \cdot T_s} [\Delta t_1 (I_1) + \Delta t_3 (I_2 + I_3) + \Delta t_4 (I_3) + \Delta t_6 (I_4 + I_1)] = 1,783 \text{ A}$$

Corrente média de saída



# APÊNDICE C

---

PLANILHA DE PROJETO DO  
CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR  
DOBRADOR DE TENSÃO EM BAIXA  
TENSÃO

---

## Equacionamento

### Variáveis auxiliares

$$A_x := 1 \quad B_x := 1 \quad K_{d1} := 0.018 \quad K_{d2} := 0.069 \quad D_{\min} := 0.55 \quad D_{\max} := 0.8$$

Given

$$K_{d1} = A_x \cdot D_{\min} + B_x$$

$$K_{d2} = A_x \cdot D_{\max} + B_x$$

Aproximação

$$\begin{pmatrix} A_y \\ B_y \end{pmatrix} := \text{Find}(A_x, B_x) = \begin{pmatrix} 0.204 \\ -0.094 \end{pmatrix}$$

$$K_a(q, \mu, D) := (A_y \cdot D + B_y)$$

$$w(q, \mu, D) := [1 - D + (D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]$$

Variáveis auxiliares

$$x(q, \mu, D) := (1 - D) - (1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q$$

$$y(q, \mu, D) := [D + (1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]$$

$$z(q, \mu, D) := D - (D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q$$

$$I_2(q, \mu, D) := \sqrt{[2 \cdot (1 - D) \cdot q + [(D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2 - [(1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2]}$$

$$I_4(q, \mu, D) := \sqrt{[2 \cdot (D) \cdot q + [(1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2 - [(D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2]}$$

Etapas ressonantes

$$\beta_1(q, \mu, D) := \arccos\left(\frac{x(q, \mu, D)}{w(q, \mu, D)}\right)$$

$$\beta_2(q, \mu, D) := \arccos\left(\frac{z(q, \mu, D)}{y(q, \mu, D)}\right)$$

$$I_1(q, \mu, D) := \frac{z(q, \mu, D) \cdot w(q, \mu, D)}{q} \left[ \frac{2 \cdot \pi}{\mu} \cdot [y(q, \mu, D) \cdot (1 - D) - x(q, \mu, D) \cdot D] + \left( \beta_1(q, \mu, D) \cdot x(q, \mu, D) - \beta_2(q, \mu, D) \cdot y(q, \mu, D) + \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)} \cdot I_4(q, \mu, D) - I_2(q, \mu, D) \right) \right]$$

$$I_3(q, \mu, D) := \frac{2 \cdot \pi}{\mu} \cdot y(q, \mu, D) \cdot (1 - D) - \beta_2(q, \mu, D) \cdot y(q, \mu, D) + I_4(q, \mu, D) \cdot \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)} - I_1(q, \mu, D) \cdot \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)}$$

$$\Delta t_1(q, \mu, D) := \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{I_1(q, \mu, D)}{w(q, \mu, D)}$$

Etapas lineares

$$\Delta t_3(q, \mu, D) := D - \Delta t_1(q, \mu, D) - \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_1(q, \mu, D)$$

$$\Delta t_4(q, \mu, D) := \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{I_3(q, \mu, D)}{y(q, \mu, D)}$$

$$\Delta t_6(q, \mu, D) := 1 - D - \Delta t_4(q, \mu, D) - \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_2(q, \mu, D)$$

$$I_{on}(q, \mu, D) := \frac{1}{4} \left[ I_1(q, \mu, D) \cdot \Delta t_1(q, \mu, D) + (I_2(q, \mu, D) + I_3(q, \mu, D)) \cdot \Delta t_3(q, \mu, D) + I_3(q, \mu, D) \cdot \Delta t_4(q, \mu, D) + (I_4(q, \mu, D) + I_1(q, \mu, D)) \cdot \Delta t_6(q, \mu, D) \right]$$

Corrente de saída

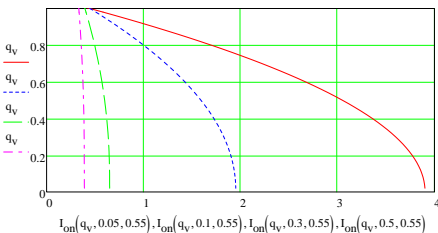
## Análise estática

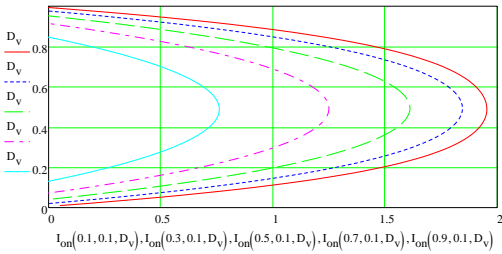
Vetores de  $q$  e  $\mu$

$$q_v := 0, 0.02, 2$$

$$\mu_{o_v} := 0.01, 0.02, 2$$

$$D_v := 0.01, 0.02, 1$$





## Projeto

### Parâmetros do conversor

$$V_i := 400\text{V}$$

$$V_{op} := 266.6\text{V}$$

$$n := 1.5$$

$$V_{os} := n \cdot V_{op} = 399.9\text{V}$$

$$q_p := \frac{V_{op}}{V_i} = 0.667$$

$$D_p := 0.55$$

$$f_s := 50\text{kHz}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20\text{-}\mu\text{s}$$

$$L_r := 38\text{-}\mu\text{H}$$

$$C_r := 0.5\text{nF}$$

$$P_o := 1\text{kW}$$

$$R_{op} := \frac{V_{op}^2}{P_o} = 71.076\ \Omega \quad R_{os} := \frac{V_{os}^2}{P_o} = 159.92\ \Omega$$

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = 1.155 \times 10^3\ \text{kHz}$$

$$\mu_p := \frac{f_s}{f_o} = 0.043$$

$$I_{op} := \frac{P_o}{V_{op}} = 3.751\ \text{A}$$

$$I_o := I_{on}(q_p, \mu_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 3.931\ \text{A} \quad \text{Corrente de saída}$$

$$P_{of} := V_{op} \cdot I_o = 1.048\ \text{kW} \quad \text{Potência de saída}$$

### Tensões nos capacitores:

$$V_{C1} := V_i \cdot (1 - D_p) = 180\text{V}$$

$$V_{C2} := V_i \cdot D_p = 220\text{V}$$

$$V_{Co1} := V_{op} \cdot (1 - D_p + K_u(q_p, \mu_p, D_p)) = 124.769\text{V}$$

$$V_{Co2} := V_{op} - V_{Co1} = 141.831\text{V}$$

### Correntes:

$$I_1(q_p, \mu_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 16.158\ \text{A}$$

$$I_2(q_p, \mu_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 1.15\ \text{A}$$

$$I_3(q_p, \mu_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 14.085\ \text{A}$$

$$I_4(q_p, \mu_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 1.218\ \text{A}$$

### Períodos:

$$\Delta t_1(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 1.908\text{-}\mu\text{s}$$

$$\Delta t_2 := \frac{H_p}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_1(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 0.193\text{-}\mu\text{s}$$

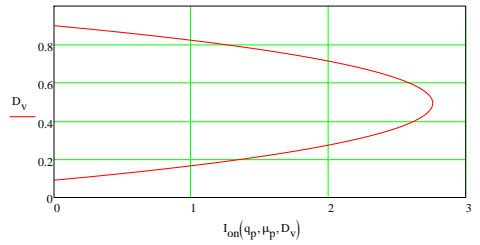
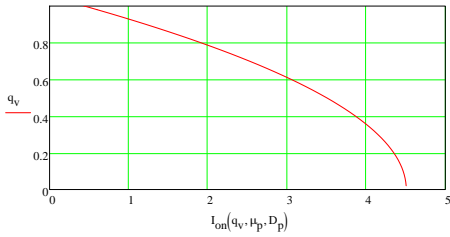
$$\Delta t_3(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 8.899\text{-}\mu\text{s}$$

$$\Delta t_4(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 1.552\text{-}\mu\text{s}$$

$$\Delta t_5 := \frac{H_p}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_2(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 0.185\text{-}\mu\text{s}$$

$$\Delta t_6(q_p, \mu_p, D_p) \cdot T_s = 7.263\text{-}\mu\text{s}$$

## Curvas no ponto de operação



## Análise da comutação

$$C_{iss} := 6.53 \text{ nF}$$

$$C_{oss} := 0.360 \text{ nF}$$

$$C_c := 2.2 \text{ nF}$$

### Interruptor 1

$$I_{1p} := I_1(q_p, \mu_p, D_p) \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 16.158 \text{ A}$$

$$t_{c1} := \frac{2(C_{oss} + C_c) V_i}{I_{1p}} = 0.127 \text{ } \mu\text{s}$$

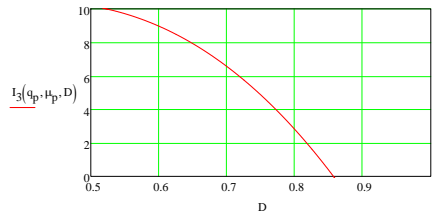
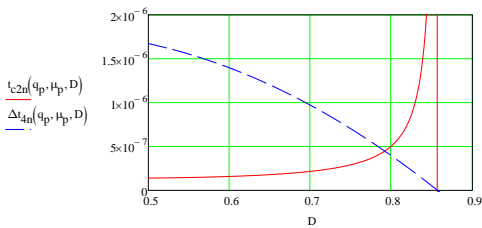
### Interruptor 2

$$I_{3p} := I_3(q_p, \mu_p, D_p) \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 14.085 \text{ A}$$

$$t_{c2} := \frac{2(C_{oss} + C_c) V_i}{I_{3p}} = 0.145 \text{ } \mu\text{s}$$

### Faixa de comutação:

$$\text{Interruptor 2} \quad t_{c2n}(q, \mu, D) := \frac{2(C_{oss} + C_c) V_i}{I_3(q, \mu, D) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad \Delta t_{4n}(q, \mu, D) := L_r \frac{I_3(q, \mu, D)}{V_i y(q, \mu, D) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}$$



$$D_{c2} := 0.79$$

$$\Delta t_{4c} := L_r \frac{I_3(q_p, \mu_p, D_{c2})}{V_i y(q_p, \mu_p, D_{c2}) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 0.458 \text{ } \mu\text{s}$$

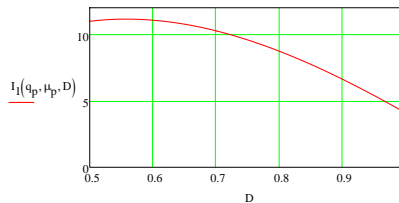
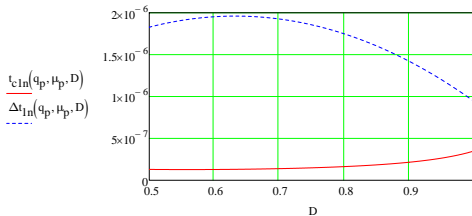
$$I_{3p2} := I_3(q_p, \mu_p, D_{c2}) \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 4.698 \text{ A}$$

$$t_{c22} := \frac{2(C_{oss} + C_c) V_i}{I_{3p2}} = 0.436 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\text{Carga\%} := \frac{I_{on}(q_p, \mu_p, D_{c2})}{I_{on}(q_p, \mu_p, D_p)} \cdot 100 = 49.205$$

## Interruptor 1

$$t_{c1n}(q, \mu, D) := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_1(q, \mu, D) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad \Delta t_{1n}(q, \mu, D) := L_r \frac{I_1(q, \mu, D)}{V_i \cdot w(q, \mu, D)} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}$$



## Faixa de comutação:

$$D_{c1} := 0.85$$

$$\Delta t_{1c} := L_r \frac{I_1(q_p, \mu_p, D_{c1})}{V_i \cdot \gamma(q_p, \mu_p, D_{c1})} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 1.062 \mu s$$

$$I_{p2} := I_1(q_p, \mu_p, D_{c1}) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 11.215 A$$

$$t_{c12} := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_{p2}} = 0.183 \mu s$$

$$\text{Carga\%} := \frac{I_{on}(q_p, \mu_p, D_{c1})}{I_{on}(q_p, \mu_p, D_p)} \cdot 100 = 24.03$$

## Esforços (simulação)

Carga nominal

$I_{Lrms55} := 15A$	$I_{Lrms85} := 9.5A$
$V_{Co155} := 289V$	$V_{Co185} := 95V$
$V_{Co255} := 336V$	$V_{Co285} := 266V$
$I_{Co155} := 3.4A$	$I_{Co185} := 1.3A$
$I_{Co255} := 4.0A$	$I_{Co285} := 3.7A$

Meia carga

$I_{Lm55} := 7.9A$	$I_{Lm85} := 6.3A$
$V_{C155} := 327V$	$V_{C185} := 95V$
$V_{C255} := 390V$	$V_{C285} := 345V$
$I_{C155} := 1.83A$	$I_{C185} := 0.6A$
$I_{C255} := 2.23A$	$I_{C285} := 2.6A$





# APÊNDICE D

---

PROGRAMA REFERENTE AO  
MODULADOR DO CPR-MPA-ST  
IMPLEMENTADO NO DSP F28069

---

```

//-----
#include "F2806x_Device.h"           // Headerfile Include File
#include "F2806x_Examples.h"
#include "F2806x_EPwm_defines.h"    // useful defines for initialization
#include "F2806x_PieCtrl.h"        // useful defines for initialization

////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
// FUNCTION PROTOTYPES
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

void DeviceInit(void);
__interrupt void epwm34_tzint_isr(void);
__interrupt void epwml_timer_isr(void);

////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
// SYSTEM DEFINES
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
#define K_ad 0.48
#define K_ad_100kHz 0.098
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
// VARIABLE DECLARATIONS - GENERAL
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

// Used for running BackGround in flash, and ISR in RAM

//ul6_D_34=35
Uint16 LoopCount;
Uint16 Voltage_ADC2;
Uint16 ul6_D = 318, ul6_D_34=35, ul6_D_342=10;
Uint32 EPwm34TZIntCount=0;        //armazena quantas interrupções foram feitas
float32 duty_cycle_AD = 100;
float32 flt_teste = 10;

//Uint16 duty_cycle_AD = 100;

////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
// MAIN CODE - starts here
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
void main(void)
{
    Uint16 i = 0;

//=====
//  INITIALISATION - General
//=====

    DeviceInit();    // Device Life support & GPIO mux settings
    InitSysCtrl();
    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN =0;

    //EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL=1;           // habilita evento quando timer =0
    //EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD =1;         // gera INT no primeiro (todos) evento
    //EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN =1;

```

```

InitPieVectTable();           // aqui ele já habilita a flag de interrupção do pwm
EALLOW;
PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_timer_isr;
PieVectTable.EPWM4_TZINT = &epwm34_tzint_isr;
EDIS;
EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT=1;           //Limpa flag

//=====
//  INITIALISATION - Peripherals
//=====

// ADC INITIALISATION

EALLOW;
AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD   = 1;   // Power up band gap
AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCREFPWD   = 1;   // Power up reference
AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDN     = 1;   // Power up rest of ADC
AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCENABLE   = 1;   // set timing to 13cycles as required by ADC
module

for(i=0; i<5000; i++){           // wait 60000 cycles = 1ms (each iteration is 12
cycles)

AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;   // create int pulses 1 cycle prior to output latch

// Configure ADC
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL    = 0;   //set SOC0 channel select to ADCINA2
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL  = 7;   //set SOC0 start trigger on EPWM2A, due to
round-robin SOC0 converts first then SOC1
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS    = 8;   //set SOC0 S/H Window to 8 ADC Clock Cycles, (8
ACQPS plus 1)

EPwm3Regs.TBPRD = 400;
// Period = 1600 TBCLK counts
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA =73 ;
//EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA =180 ;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2;

EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;
// Set Phase register to zero
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// Symmetrical mode
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
// Master module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
// Sync down-stream module
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
// load on CTR=Zero
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
// load on CTR=Zero
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
// set actions for EPWM1A
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;

```

```

// enable Dead-band module
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LOC;
// Active Hi complementary
EPwm3Regs.DBFED = 40;
// FED = 50 TBCLKs
EPwm3Regs.DBRED = 40;
// RED = 50 TBCLKs

// RED = 50 TBCLKs
//=====
// PWM2 output configuration
//=====
// Assumes ePWM1 clock is already enabled in modulador_ma-DevInit.C;
// Configure start of conversion event

    EPwm34TZIntCount = 0;
IER |= M_INT2;                // TRIPZONE no EPWM 4
IER |= M_INT3;
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 =1;
PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx4 =1; // habilita a int do TZ_EPWM4
EINT;
ERTM;

//=====
// Forever LOOP
//=====

for(;;) //infinite loop
{

    //Voltage_ADC2 = AdcResult.ADCRESULT0; //add Voltage_ADC2 to watch window
    // duty_cycle_AD = Voltage_ADC2*K_ad;
    //duty_cycle_AD = Voltage_ADC2*K_ad_100kHz;

    //EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = duty_cycle_A; // Change dc voltage level at PWM2A
    output
    // Change dc voltage level at PWM2A output
    //EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 700;
    //EPwm1Regs.CMPB = 180;
    //EPwm2Regs.TBPHS = 1600-800;

}

} //END MAIN CODE

__interrupt void epwm34_tzint_isr(void)
{
    EPwm34TZIntCount++;
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO19 = 1; //sinaliza que foi acionado o tripzone

    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 2
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2;

}

__interrupt void epwm1_timer_isr(void)
{
    LoopCount++;
    Voltage_ADC2 = AdcResult.ADCRESULT0; //add Voltage_ADC2 to watch window
    duty_cycle_AD = Voltage_ADC2*K_ad_100kHz;

```

```
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA =25 ; // half bridge
EPwm3Regs.CMPB = 400-u16_D;          // half bridge

// EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (int)duty_cycle_AD;
GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO32=1; // reset desabilitado, se for 0 ele desabilita os
driver's.
//EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA =400-u16_D_34 ;

// Clear INT flag for this timer
EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;

// Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

//=====
// No more
//=====
```



# APÊNDICE E

---

PLANILHA DE PROJETO DO  
CPR-MPA-ST COM RETIFICADOR  
DOBRADOR DE TENSÃO EM ALTA  
TENSÃO

---

## Equacionamento

### Variáveis auxiliares

$$A_x := 1 \quad K_{d1} := 0.018 \quad K_{d2} := 0.069 \quad D_{\min} := 0.55 \quad D_{\max} := 0.8$$

Given

$$K_{d1} = A_x \cdot D_{\min} + B_x$$

$$K_{d2} = A_x \cdot D_{\max} + B_x$$

$$\begin{pmatrix} A_y \\ B_y \end{pmatrix} := \text{Find}(A_x, B_x) = \begin{pmatrix} 0.204 \\ -0.094 \end{pmatrix}$$

$$K_a(q, \mu, D) := (A_y \cdot D + B_y)$$

$$w(q, \mu, D) := [1 - D + (D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]$$

$$x(q, \mu, D) := (1 - D) - (1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q$$

$$y(q, \mu, D) := [D + (1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]$$

$$z(q, \mu, D) := D - (D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q$$

$$I_2(q, \mu, D) := \sqrt{2 \cdot (1 - D) \cdot q + [(D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2 - [(1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2}$$

$$I_4(q, \mu, D) := \sqrt{2 \cdot (D) \cdot q + [(1 - D + K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2 - [(D - K_a(q, \mu, D)) \cdot q]^2}$$

$$\beta_1(q, \mu, D) := \arccos\left(\frac{x(q, \mu, D)}{w(q, \mu, D)}\right)$$

$$\beta_2(q, \mu, D) := \arccos\left(\frac{z(q, \mu, D)}{y(q, \mu, D)}\right)$$

$$I_1(q, \mu, D) := \frac{z(q, \mu, D) \cdot w(q, \mu, D)}{q} \cdot \left[ \frac{2 \cdot \pi}{\mu} \cdot [y(q, \mu, D) \cdot (1 - D) - x(q, \mu, D) \cdot D] + \left( \beta_1(q, \mu, D) \cdot x(q, \mu, D) - \beta_2(q, \mu, D) \cdot y(q, \mu, D) + \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)} \cdot I_4(q, \mu, D) - I_2(q, \mu, D) \right) \right]$$

$$I_3(q, \mu, D) := \frac{2 \cdot \pi}{\mu} \cdot y(q, \mu, D) \cdot (1 - D) - \beta_2(q, \mu, D) \cdot y(q, \mu, D) + I_4(q, \mu, D) \cdot \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)} - I_1(q, \mu, D) \cdot \frac{y(q, \mu, D)}{z(q, \mu, D)}$$

$$\Delta t_1(q, \mu, D) := \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{I_1(q, \mu, D)}{w(q, \mu, D)}$$

$$\Delta t_3(q, \mu, D) := D - \Delta t_1(q, \mu, D) - \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_1(q, \mu, D)$$

$$\Delta t_4(q, \mu, D) := \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{I_3(q, \mu, D)}{y(q, \mu, D)}$$

$$\Delta t_6(q, \mu, D) := 1 - D - \Delta t_4(q, \mu, D) - \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \beta_2(q, \mu, D)$$

$$I_{\text{on}}(q, \mu, D) := \frac{1}{4} \cdot [I_1(q, \mu, D) \cdot \Delta t_1(q, \mu, D) + (I_2(q, \mu, D) + I_3(q, \mu, D)) \cdot \Delta t_3(q, \mu, D) + I_3(q, \mu, D) \cdot \Delta t_4(q, \mu, D) + (I_4(q, \mu, D) + I_1(q, \mu, D)) \cdot \Delta t_6(q, \mu, D)]$$

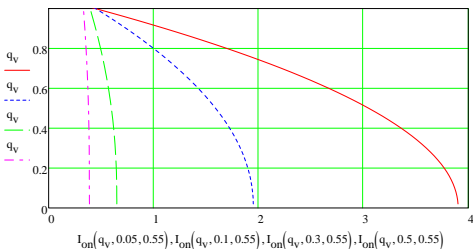
Vetores de q e  $\mu$ o

$$q_v := 0, 0.02 \dots 2$$

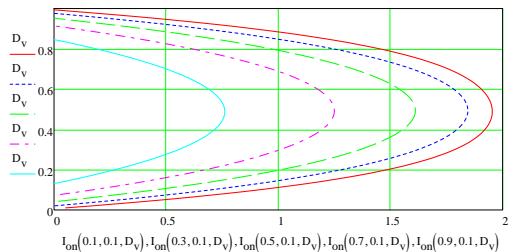
$$\mu_{o_v} := 0.01, 0.02 \dots 2$$

$$D_v := 0.01, 0.02 \dots 1$$

po abaixo da frequência de ressonância:



D por I<sub>o</sub>





## Projeto

### Parâmetros do conversor

$$V_i := 400\text{V}$$

$$V_o := 312\text{V}$$

$$q_p := \frac{V_o}{V_i} = 0.78$$

$$D_p := 0.55$$

$$f_s := 50\text{kHz}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20\text{ }\mu\text{s}$$

$$L_r := 23\text{ }\mu\text{H}$$

$$C_r := 1\text{ nF}$$

$$P_o := 1.533\text{ kW}$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 63.518\text{ }\Omega$$

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = 1.049 \times 10^3\text{ kHz}$$

$$H_p := \frac{f_s}{f_o} = 0.048$$

$$I_{op} := \frac{P_o}{V_o} = 4.912\text{ A}$$

$$I_o := I_{on}(q_p, H_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 4.962\text{ A}$$

$$P_{of} := V_o \cdot I_o = 1.548\text{ kW}$$

### Experimentação

$$R_{31} := 810\text{ k}\Omega$$

$$R_{21} := 20\text{ k}\Omega$$

$$R_1 := 220\text{ k}\Omega$$

$$R_4 := 1\text{ M}\Omega$$

$$P_{31} := \frac{(V_{o1} + V_{o2} + V_{o3})^2}{R_{31}} = 91.734\text{ W}$$

$$P_{21} := \frac{(V_{o1} + V_{o2})^2}{R_{21}} = 1.336 \times 10^3\text{ W}$$

$$P_1 := \frac{V_{o1}^2}{R_1} = 60.557\text{ W}$$

$$P_4 := \frac{V_{o4}^2}{R_4} = 1.69\text{ W}$$

$$P_t := P_1 + P_{31} + P_{21} + P_4 = 1.49 \times 10^3\text{ W}$$

### Comutação

$$C_{iss} := 6.53\text{ nF} \quad C_{oss} := 0.360\text{ nF} \quad C_c := 2.2\text{ nF}$$

### Interruptor 1

$$I_{1p} := I_1(q_p, H_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 20.631\text{ A}$$

$$t_{c1} := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_{1p}} = 0.099\text{ }\mu\text{s}$$

### Parâmetros da válvula

#### Tensão de saída

$$V_{o1} := 3650\text{V}$$

$$V_{o2} := 1520\text{V}$$

$$V_{o3} := 3450\text{V}$$

$$V_{o4} := 1300\text{V}$$

$$V_{31} := V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} = 8.62\text{ kV}$$

$$V_{21} := V_{o1} + V_{o2} = 5.17\text{ kV}$$

#### Corrente de saída

$$I_{o1} := 270\text{ mA}$$

$$I_{o2} := 325\text{ mA}$$

$$I_{o3} := 15\text{ mA}$$

$$I_{o4} := 1\text{ mA}$$

#### Relações de transformação

$$n_1 := \frac{V_{o1}}{6 \cdot V_o} = 1.95$$

$$n_2 := \frac{V_{o2}}{2 \cdot V_o} = 2.436$$

$$n_3 := \frac{V_{o3}}{5 \cdot V_o} = 2.212$$

$$n_4 := \frac{V_{o4}}{2 \cdot V_o} = 2.083$$

#### Potência de saída

$$P_{o1} := V_{o1} \cdot I_{o1} = 985.5\text{ W}$$

$$P_{o2} := V_{o2} \cdot I_{o2} = 494\text{ W}$$

$$P_{o3} := V_{o3} \cdot I_{o3} = 51.75\text{ W}$$

$$P_{o4} := V_{o4} \cdot I_{o4} = 1.3\text{ W}$$

$$P_o := P_{o1} + P_{o2} + P_{o3} + P_{o4} = 1.533\text{ kW}$$

#### Resistência de carga

$$R_{o1} := \frac{V_{o1}}{I_{o1}} = 13.519\text{ k}\Omega$$

$$R_{o2} := \frac{V_{o2}}{I_{o2}} = 4.677\text{ k}\Omega$$

$$R_{o3} := \frac{V_{o3}}{I_{o3}} = 230\text{ k}\Omega$$

$$R_{o4} := \frac{V_{o4}}{I_{o4}} = 1.3 \times 10^3\text{ k}\Omega$$

### Interruptor 2

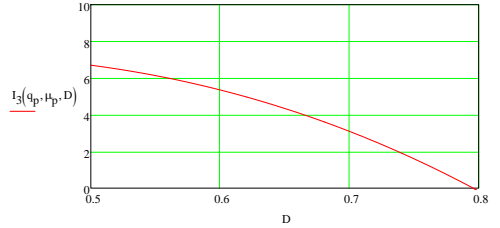
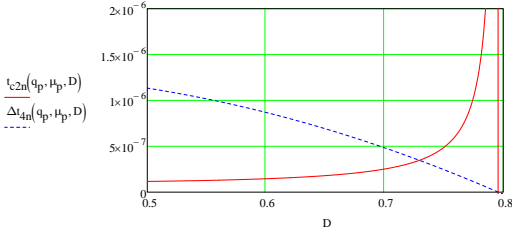
$$I_{3p} := I_3(q_p, H_p, D_p) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 16.167\text{ A}$$

$$t_{c2} := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_{3p}} = 0.127\text{ }\mu\text{s}$$

**Faixa de comutação:**

**Interruptor 2**

$$t_{c2n}(q, \mu, D) := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_3(q, \mu, D) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}} \quad \Delta t_{4n}(q, \mu, D) := L_r \cdot \frac{I_3(q, \mu, D)}{V_i \cdot y(q, \mu, D)} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}$$



$$D_{c2} := 0.732$$

$$\Delta t_{4c} := L_r \cdot \frac{I_3(q_p, \mu_p, D_{c2})}{V_i \cdot y(q_p, \mu_p, D_{c2})} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 0.333 \cdot \mu s$$

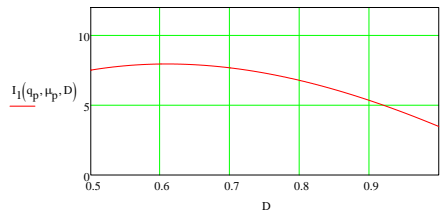
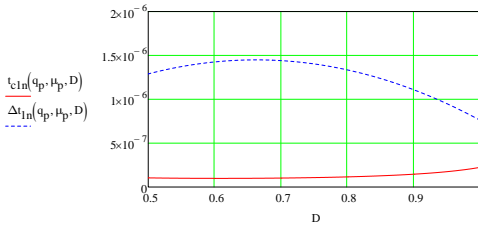
$$I_{3p2} := I_3(q_p, \mu_p, D_{c2}) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 5.703 \text{ A}$$

$$t_{c22} := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_{3p2}} = 0.359 \cdot \mu s$$

$$\text{Carga\%} := \frac{I_{on}(q_p, \mu_p, D_{c2})}{I_{on}(q_p, \mu_p, D_p)} \cdot 100 = 59.964$$

**Interruptor 1**

$$t_{c1n}(q, \mu, D) := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_1(q, \mu, D) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}} \quad \Delta t_{1n}(q, \mu, D) := L_r \cdot \frac{I_1(q, \mu, D)}{V_i \cdot w(q, \mu, D)} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}$$



**Faixa de comutação:**

**Interruptor 1**

$$D_{c1} := 0.8$$

$$\Delta t_{1c} := L_r \cdot \frac{I_1(q_p, \mu_p, D_{c1})}{V_i \cdot y(q_p, \mu_p, D_{c1})} \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 1.017 \cdot \mu s$$

$$I_{1p2} := I_1(q_p, \mu_p, D_{c1}) \cdot \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = 17.866 \text{ A}$$

$$t_{c12} := \frac{2(C_{oss} + C_c) \cdot V_i}{I_{1p2}} = 0.115 \cdot \mu s$$

$$\text{Carga\%} := \frac{I_{on}(q_p, \mu_p, D_{c1})}{I_{on}(q_p, \mu_p, D_p)} \cdot 100 = 31.513$$

## Anexos



# ANEXO A

---

ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO  
INVERSOR MEIA PONTE

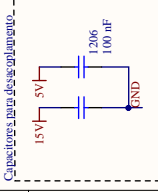
---

A

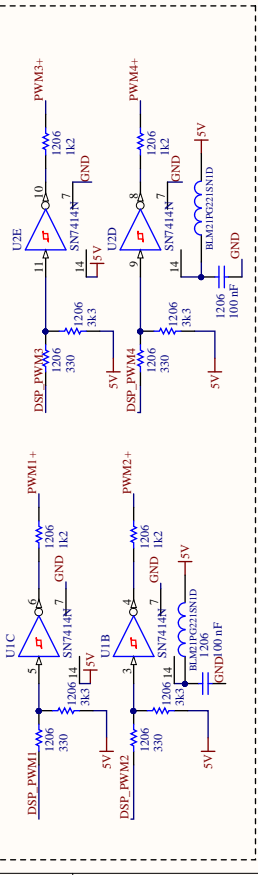
B

C

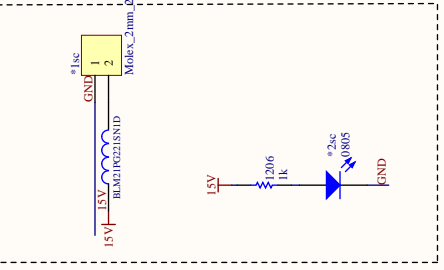
D



Esquema de Buffer



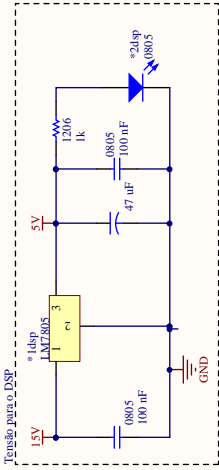
Conectores para entrada/saída de sinais.



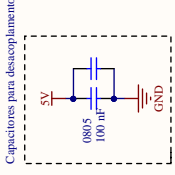
Title: Conectores para placas de controle  
 Parte II: Condiçãoamento de sinais

Date:	02/02/2017	Sheet of	4
File:	D:\Dropbox\...condiçionamento de sinais	Revision	4.0
		Size	A4
		Number	

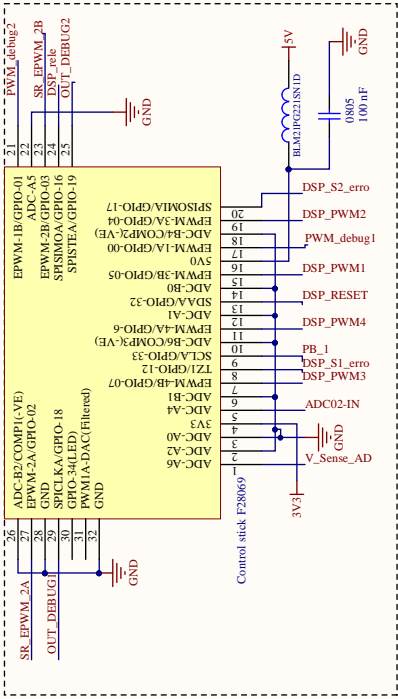
OBS: Todos conectores são do tipo MOLEX.  
 Autor: D:\Dropbox\...condiçionamento de sinais



Tensão para o DSP

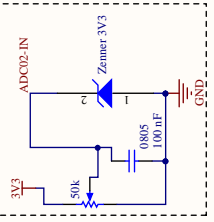


Capacitores para desacoplamento



Control stack F28069

Potenciamento para ajuste da razão cíclica



Title: Circuitos para placa de controle

Plate F: DSP

Size: A4

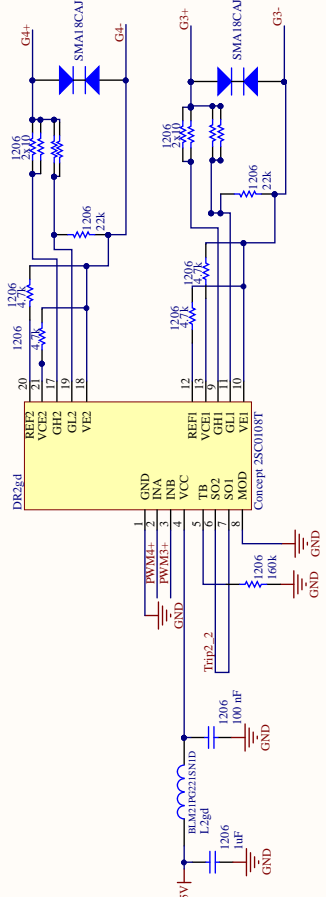
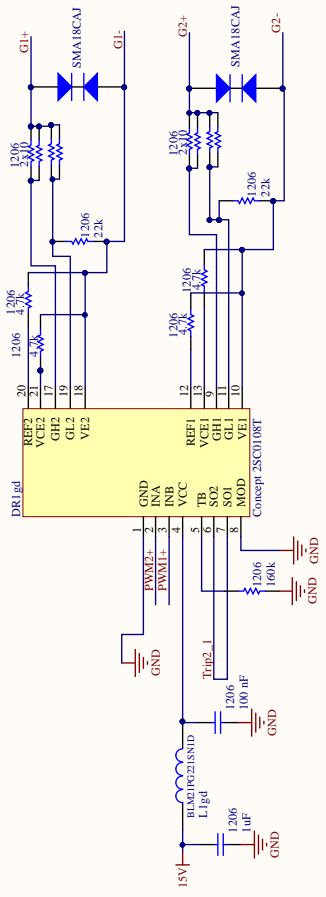
Date: 02/02/2017

File: D:\Dropbox\dsp\Vah\_SchDoc

Revision

Sheet of

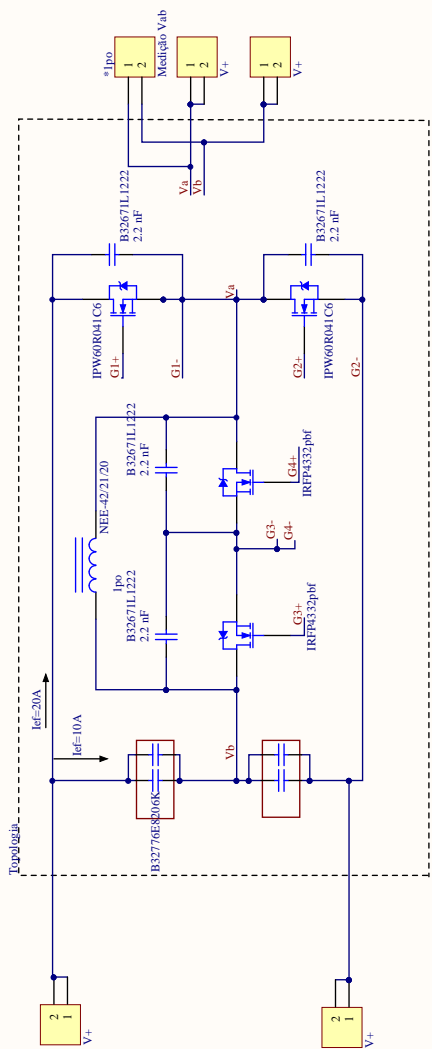
Drawn By: Deivanil G. Baudéria Jr.



Title Circuitos para placa de controle  
 Parte III: GateDrivers

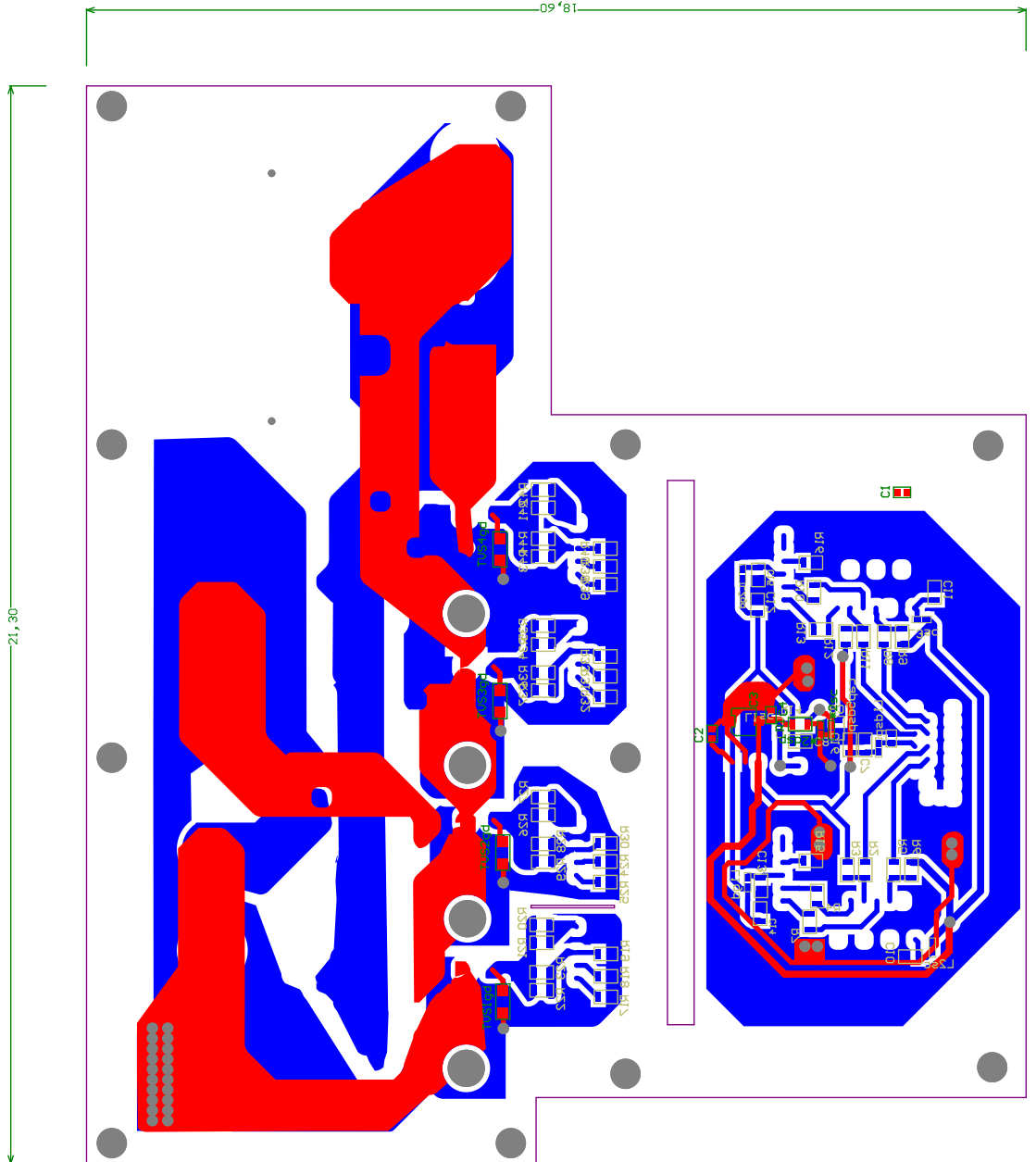
Size	A4
Number	
Revision	
Date:	02/02/2017
File:	D:\Droptopos\placa_atx_concept_22k\Shawar Bv. Delante G. Bandeira Jr.
Sheet of	





Title  
Circuito da etapa de potência do conversor.

Size	Number	Revision
A4		1.0
Date:	02/02/2017	Sheet of
File:	D:\Droptopox\...T_Type_topologia_V4b_SchPower.Br	De: Renato C. Bandeira Jr.

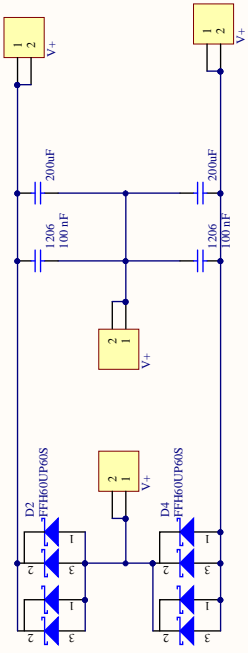


## ANEXO B

---

ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO  
RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO  
EM BAIXA TENSÃO

---



Title

Size

A4

Number

Revision

Date:

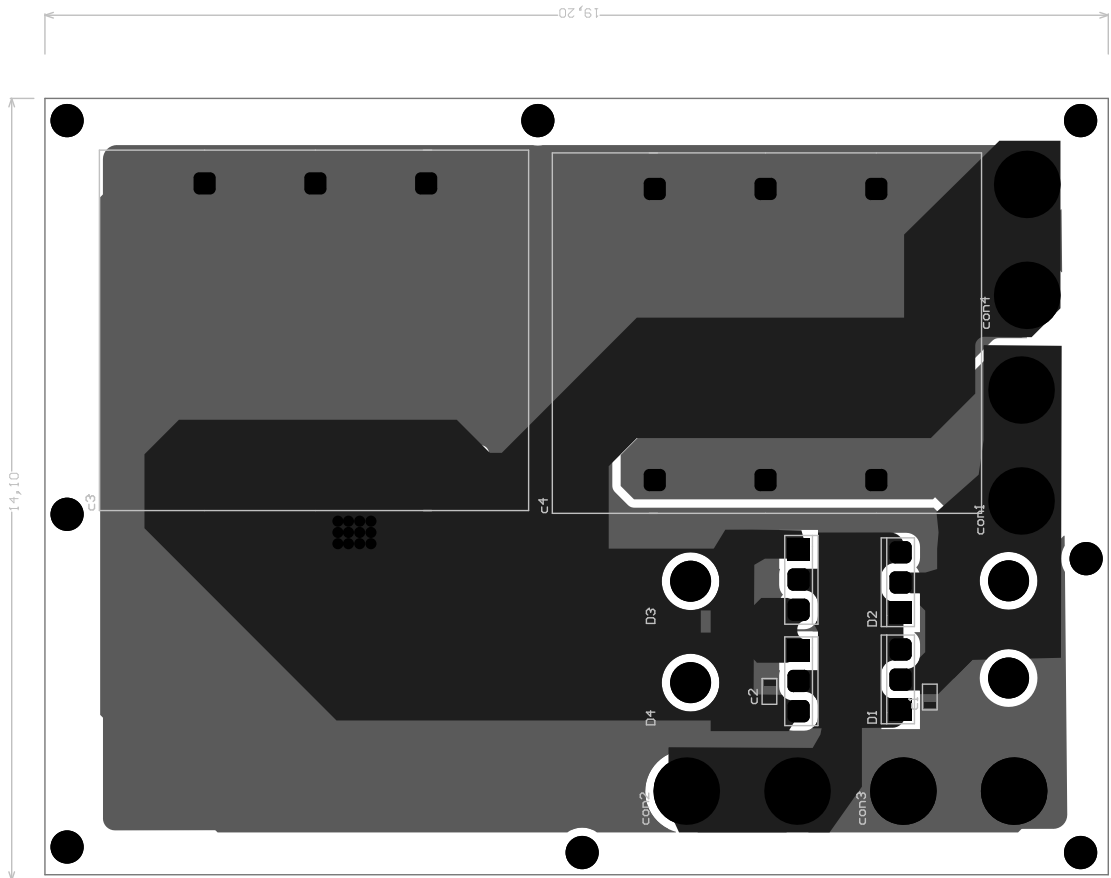
03/08/2017

Sheet of

2

File:

D:\Droptopox\...Dobradatel de tensib V1.5\Diagram B1.



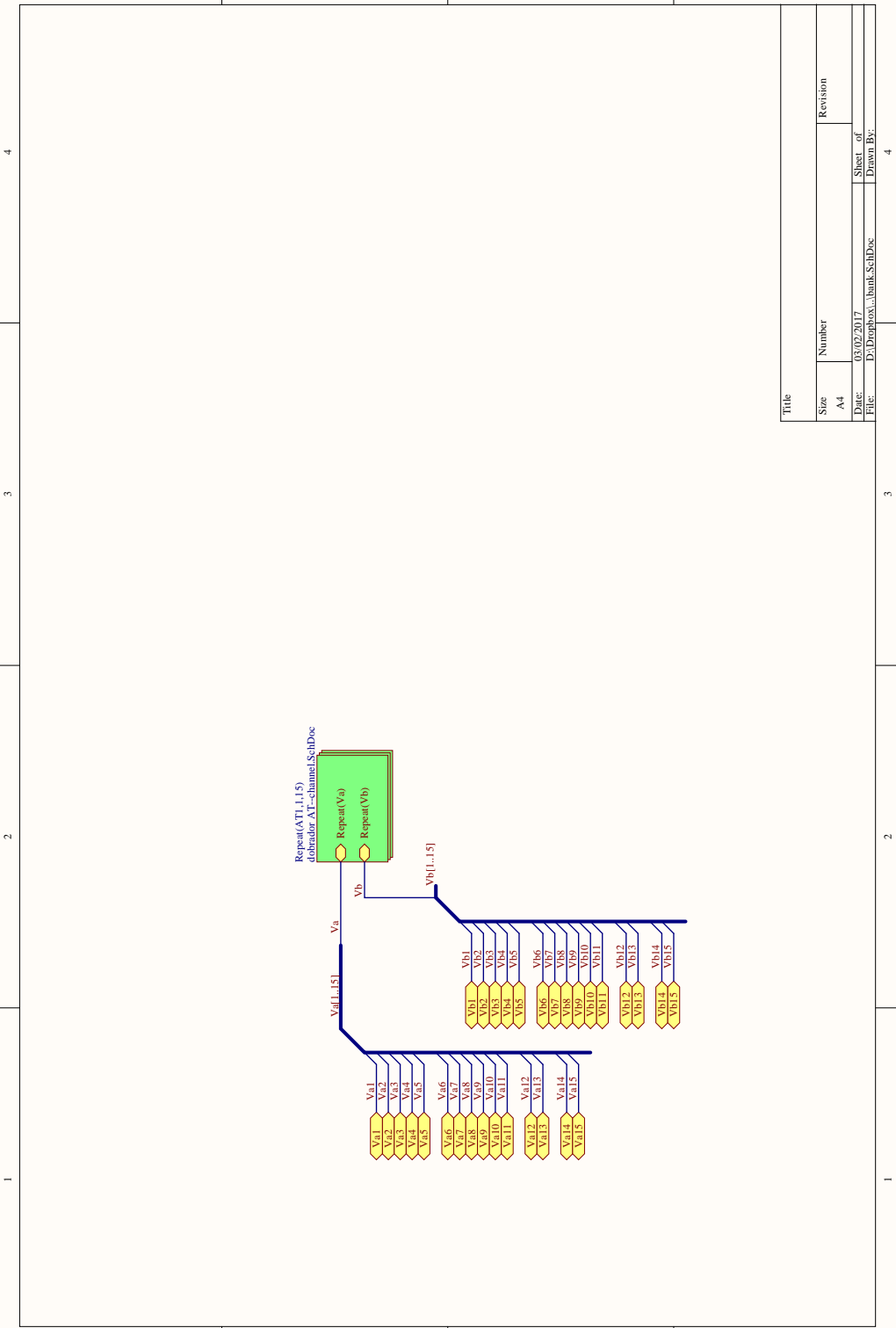


# ANEXO C

---

ESQUEMÁTICO E LEIAUTE DO  
RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO  
EM ALTA TENSÃO

---



Title

Size

A4

Number

Revision

Date:

08/02/2017

Sheet of

File:

D:\Droptopov\...lbank\_Sch.Doe

Drawn By:

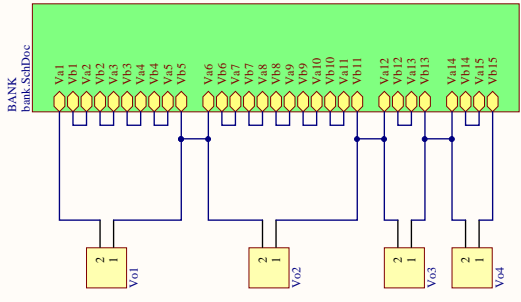


A

B

C

D



25505 keystone 25505 keystone 25505 keystone 25505 keystone  
 Expansador SP5    Expansador SP6    Expansador SP7    Expansador SP8

25505 keystone 25505 keystone 25505 keystone 25505 keystone  
 Expansador SP1    Expansador SP2    Expansador SP3    Expansador SP4    Expansador SP11    Expansador SP12

Title

Size

A4

Number

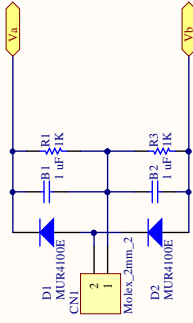
Revision

Date: 08/02/2017

Sheet of

File: D:\Droptopov\...debrador ATI.SchDoc

Drawn By:



Title

Size Number

Revision

A4

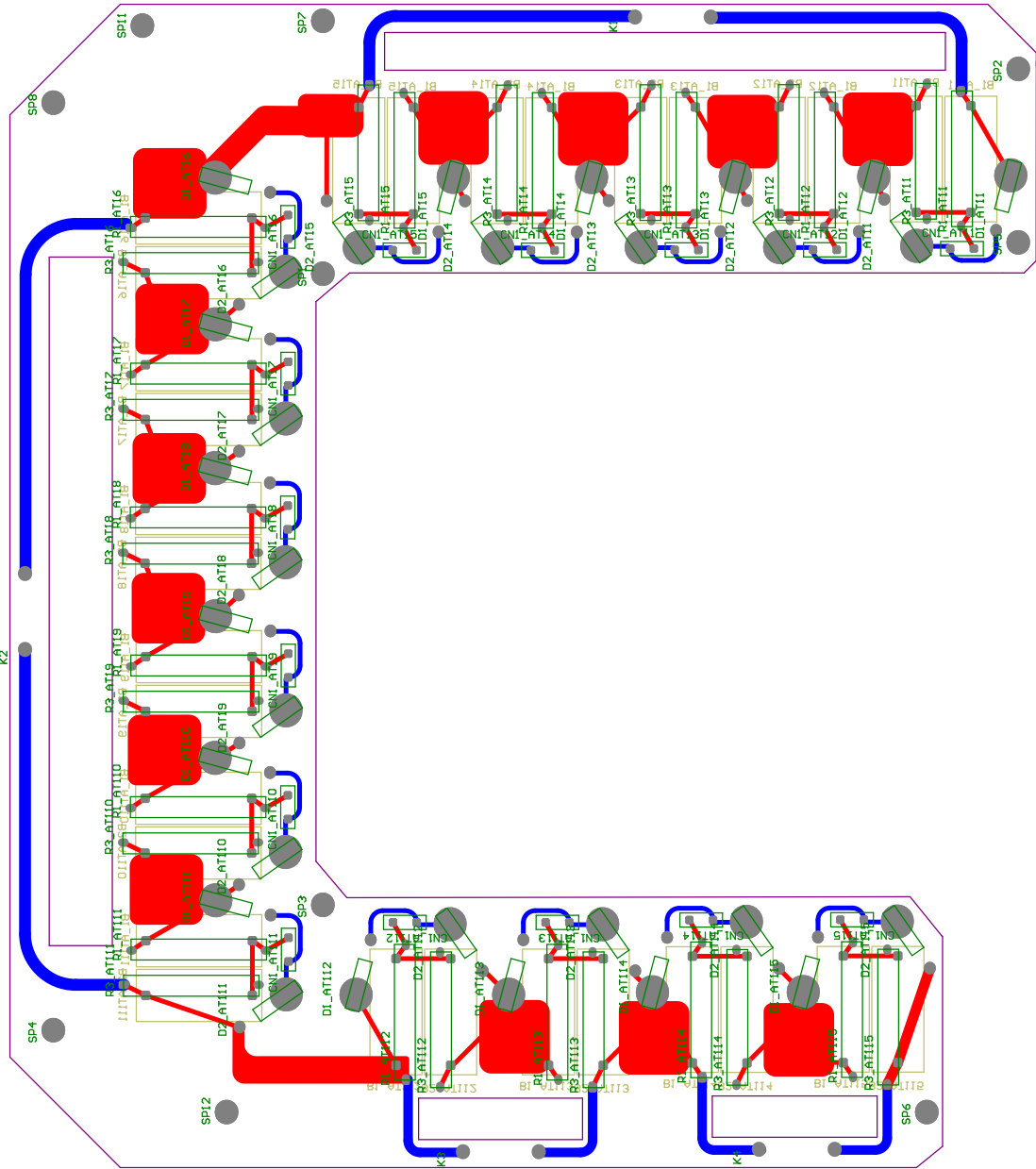
Date:

08/02/2017

Sheet of

File:

D:\Dokument\debrador AF - schmael\Schleppwiel BY.





# ANEXO D

---

## PROJETO DE TRANSFORMADORES E RETIFICADORES PARA ALTA FREQUÊNCIA E ALTA TENSÃO

---

Este Anexo foi retirado de uma tese de doutorado que ainda não foi publicada.

## D.1 TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA E ALTA TENSÃO

O dimensionamento de um transformador de alta frequência e alta tensão é composto das seguintes etapas [25]:

- Requisitos para isolamento em alta tensão
- Escolha do núcleo, material, formas e tamanho da janela
- Cálculo da indutância de dispersão e capacitâncias parasitas
- Perdas no núcleo e nos enrolamentos
- Estudo do efeito corona
- Refrigeração

### D.1.1 Isolação

A escolha do isolante é uma das questões mais importantes no projeto de transformadores que operam tanto com alta tensão quanto alta frequência. O objetivo é garantir que a isolamento do material tenha rigidez dielétrica suficiente para evitar uma ruptura entre a isolamento primário-secundário e também evitar uma elevada indutância de dispersão [25].

Na categoria de materiais isolantes, o óleo quando comparado com papel apresenta isolamento elevada ( $160 \text{ kV/cm}$ ) e sua constante dielétrica é pequena ( $2,0-2,55$ ). Desta forma, quando é utilizado óleo no material isolante, a capacitância parasita do transformador tende a diminuir. O uso de papel isolante aumenta a distância entre os enrolamentos que devem ser isolados entre si [26]. O material Kapton é outro isolante importante, com rigidez dielétrica de  $7 \text{ kV/mil}$ . Neste caso optou-se por utilizar isolamento entre camadas do primário e secundário perto de 2 mils, o que fornece perto de 2,3 de margem de segurança na isolamento [27]. Outro método de isolamento entre os enrolamentos do primário e secundário consiste em utilizar resina epoxy. De acordo com os fabricantes, a resina consegue suportar  $30 \text{ V}/\mu\text{m}$ , o que equivale a uma isolamento de  $6 \text{ kV}$ . Segundo a referência

Tabela D.1 – Fitas isolantes para uso comercial

Material	Tensão (kV/mm)	Espessura (mm)	Temperatura(°C)
Kapton tipo HN	7	0,063	220
3M PTFE 60	9,5	0,1	180

Tabela D.2 – Papel isolante para uso comercial

Material	Tensão (kV/mm)	Espessura (mm)	Temperatura(°C)
Nomex	18	0,05	200
NMN	10	0,23	155
Presspahn	9,5	0,1	180
Papel Kraft	7,5	0,09	120
Presspaper	10	0,2	n/a
thermofilm 18pmp50	10	0,05	n/a

[28], sob a exposição de 90% de umidade e temperatura ambiente de 40°C durante 5 dias, a tensão de ruptura da isolação ainda foi superior a 4 kV. A tabela Tabela D.1 lista as fitas isolantes disponíveis no mercado, na qual o material NMN apresenta maior isolação.

Inicialmente, com o auxílio de um equipamento do tipo Hipot(modelo ET-4500 CA da empresa Electric Test Sert, empresa nacional, tensão alternada, 60 Hz,0-20kV) foram feitos ensaios para testar e comprovar dados de catálogo da rigidez dielétrica de vários materiais como fios, placas de circuito impresso, carretéis, papel, verniz, fitas e polímeros isolantes. Com estes dados e as informações provenientes da literatura, determinou-se o procedimento de construção do transformador.

Os principais fatores que comprometem a isolação são a presença de ar dentro do enrolamento e a pouca distância entre espiras com potenciais muito diferentes. Logo, a forma de montagem deve considerar ambos os fatores. As bolhas de ar indesejáveis localizadas dentro do transformador poderiam ser minimizadas com a utilização de um sistema de impregnação de verniz a vácuo. Infelizmente, não houve tal possibilidade no decorrer do trabalho. De acordo com a referência [29], a estratégia de isolação empregada deve: Isolar as bobinas e o núcleo da alta tensão; possuir uma constante dielétrica baixa, da ordem de 2, o que reduz a capacitância parasita nos enrolamentos; ser quimicamente e mecanicamente compatível.

Tabela D.3 – Material para Confecção do Carretel

Material	Tensão de ruptura (kV/mm)	Temperatura(°C)
FR4	30	105
FR4-Hi Temp	30	130
BT Epoxy	51	140
Polyimide	35	150

A capacitância distribuída para um enrolamento pode ser calculada como[29]:

$$C_s = \frac{0,3PlKN^2}{dT}. \quad (D.1)$$

Em que:  $C_s$ : capacitância distribuída ao longo dos terminais do enrolamento primário(referida);  $P$  circunferência média das espiras(inch);  $l$  comprimento axial das bobinas(inch);  $d$  distância entre o cobre de camadas adjacentes(inch);  $T$  número de camadas;  $K$  constante dielétrica média de isolamento entre as camadas;  $N$  relação de transformação, do secundário para o primário;

A equação mostra que é necessário reduzir a constante dielétrica bem como o comprimento e diâmetro das bobinas para obter valores pequenos de capacitância  $C_s$ .

### D.1.2 Escolha do Núcleo Magnético

Dois tipo de materiais magnéticos são utilizados em transformadores: Ferrite e materiais nanocristalinos. Materiais do tipo Ferrite são apropriados para aplicações em alta frequência(100kHz). Os formatos de núcleo mais utilizados para alta tensão são o núcleo EE, U e o núcleo C pois possuem espaço considerável para alojar os condutores. Eles podem ser associados em paralelo ou em série para aumentar a potência processada e melhorar dissipação de calor. Materiais nanocristalino são utilizados em núcleos com formatos toroidal ou núcleos com entreferro. Alguns núcleos em formato U são apropriados para alta tensão. A desvantagem desse tipo de núcleo está na construção do enrolamento. A referência [30] mostra exemplos de materiais.



TABLE II: Core materials considered in high-power MF transformers. Up: Amorphous, Middle: Nanocrystalline, Down: Silicon Steel.

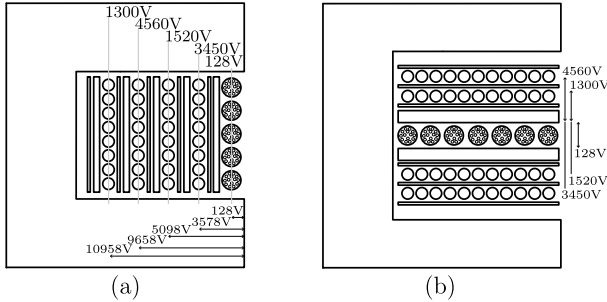
Series	Sat. Flux	Sp. losses	Manufacturer
MicroLite (2605SA1)	1.56 T	1.5 kW/kg	Metglas [13]
Powerlite (2605SA1)	1.56 T	0.6 kW/kg	Metglas
Namglass	1.59 T	0.34 kW/kg	Magmet [14]
Vitrovac (6030F)	0.82 T	0.19 kW/kg	VAC [15]
Finemet (FT-3M)	1.23 T	0.14 kW/kg	Hitachi [16]
Vitroperm (500F)	1.2 T	0.07 kW/kg	VAC
Nanoperm	1.2 T	0.04 kW/kg	Magnetec[17]
Namglass 4	1.23 T	0.04 kW/kg	Magmet
Arnion 7 (3-6%Si,Fe)	1.53 T	1.6 kW/kg	Arnold [18]
Arnion 5 (3-6%Si,Fe)	1.48 T	1.06 kW/kg	Arnold

Figura D.1 – Tipos de materiais para núcleo utilizados em alta tensão.

### D.1.3 Disposição dos Enrolamentos

Os níveis de tensão entre camadas bem como o arranjo das mesmas contribuem para diversos problemas de isolamento em transformadores de alta tensão. A figura Figura D.2 apresenta as principais possibilidades exploradas na literatura.

A construção do transformador que destina uma camada para o primário e outra para o secundário possui uma diferença de potencial elevada entre camadas. Quando a camada é submetida a uma diferença de potencial elevada, a produção de arcos elétricos pode provocar evaporação do cobre do condutor e destruir a isolamento, além de produzir ruídos. Tal diferença de potencial pode ser reduzida através do aumento do número de camadas, ainda assim o secundário fica submetido a diferença de potencial da saída. Uma solução consiste em separar o enrolamento primário do enrolamento secundário.[31]. Solução similar é empregada em [32], a qual utiliza um núcleo toroidal com os secundários separados. Ambas as soluções possuem baixo acoplamento, levando a valores elevados de indutância de dispersão. Para reduzir a indutância de dispersão, a capacitância parasita nos enrolamentos e o efeito de proximidade, o intercalamento de camadas(do inglês *Interleaving*) pode ser empregado. A referência



(a)

(b)

Figura D.2 – Disposição dos enrolamentos na janela do núcleo: (a) sem sobreposição; (b) com sobreposição.

[33] calcula a dispersão como

$$L = \frac{KN_p^2 l_m}{ws^2} \left[ \sum t + \sum \frac{hp + hs}{3} \right] \quad (D.2)$$

Em que  $l_m$ ,  $h$ ,  $t$  e  $w$  são dimensões lineares do transformador;  $N_p$  é o número de espiras no primário;  $s$  é função do intercalamento e  $K$  uma constante.

#### D.1.4 Efeito Corona

Alguns materiais são mais suscetíveis ao efeito corona do que outros em alta tensão. As componentes de alta frequência da tensão nos enrolamentos do transformador agravam o efeito corona. A geometria dos eletrodos, aumento do espaço entre as camadas, redução da tensão aplicada contribuem para minimizar o efeito corona[25].

#### D.1.5 Aspectos Térmicos

A imersão em óleo do núcleo inibe o efeito corona e aumenta a isolamento elétrica do transformador. Os fluidos mais conhecidos são: óleo mineral, óleo de silicone(General Electric), natural ester(ABB), etc[25].

## D.2 RETIFICADOR DE ALTA TENSÃO

Multiplicadores de tensão são utilizados em aplicações com baixo valor de corrente (da ordem de mA), em que o uso de múltiplos enrolamentos não é adequado. Eles possuem problemas com regulação da tensão de saída, sua capacidade decai rapidamente com aumento de células de multiplicação. Outros problemas são encontrados, tais como a ondulação da tensão na carga e baixa eficiência[34].

Uma necessidade nos multiplicadores de tensão consiste em reduzir a ondulação da tensão de saída e promover o aumento na tensão saída máxima produzida pelo mesmo.

## D.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

Uma vez conhecidos o número de retificadores a serem associados, a relação de transformação necessária entre cada enrolamento, o valor eficaz de corrente no primário e secundários, o projeto do transformador pode ser executado. Estes parâmetros são apresentados novamente na tabela D.4. O núcleo adotado é composto por peças do modelo NI-100/24/25-IP12R da THORNTON. As peças foram associadas de modo a formar um núcleo C, cuja área de janela é adequada, haja vista que este tipo de construção demanda uma quantidade significativa de papel isolante. A partir dos dados apresentados na tabela D.4, foram escolhidos os fios que compõem cada enrolamento do transformador, bem como obtidos o número de espiras necessários. Um resumo é mostrado a seguir.

- Enrolamento primário: Foi utilizado 2 condutores Litz composto por 128 fios de 40 AWG cada, sendo necessárias 28 voltas;
- Enrolamento o1: Foi utilizado 1 condutor de cobre de 27 AWG, sendo necessárias 58 voltas;
- Enrolamentos o2 e o3: Foi utilizado 1 condutor de cobre de 27 AWG, sendo necessárias 68 voltas;
- Enrolamento o4: Foi utilizado 1 condutor de cobre de 27 AWG, sendo necessárias 63 voltas.

Tabela D.4 – Parâmetros para Projeto do transformador de alta tensão

Parâmetro	Valor
$f_s$	50 kHz
$\Delta B$	0,2 T
$J_{max}$	600 A/cm <sup>2</sup>
$n_{tro1}$	2,08
$L_{o1}$	1,223 mH
$N_{ro1}$	2
$n_{tro2}$	2,43
$L_{o2}$	1,672 mH
$N_{ro2}$	6
$n_{tro3}$	2,43
$L_{o3}$	1,672 mH
$N_{ro3}$	2
$n_{tro4}$	2,24
$L_{o4}$	1,419 mH
$N_{ro4}$	5

A construção do transformador foi feita considerando a distribuição de camadas mostrada na figura D.3. Entre cada enrolamento foi aplicado uma volta de papel NOMEX. As primeiras camadas são das saídas que possuem menor nível de tensão, sendo as últimas dos enrolamentos que possuem maior nível de tensão. Por fim, foi aplicado resina epóxi no interior do transformador utilizando vácuo, para eliminar quaisquer espaço de ar no interior do mesmo. O transformador de alta tensão construído é mostrado na figura D.5. Utilizando o medidor de impedâncias Agilent 4294A foi obtida a impedância e fase vista do lado primário do transformador, a qual é apresentada na figura D.6, a partir da qual obtém-se o valor da frequência durante as ressonâncias série e paralela, apresentados em D.3 e D.4.

$$f_{sAT} = 1,22MHz \quad (D.3)$$

$$f_{prAT} = 0,185MHz \quad (D.4)$$

O valor da capacitância parasita vista no primário é obtido empregando a equação D.5.

$$C_d = \frac{1}{(2\pi f_{prAT})^2 \times L_{mag}} = 0,812nF \quad (D.5)$$

A indutância de dispersão é obtida através da medição do enrolamento primário, com os enrolamentos do secundário em curto, a qual é mostrada na figura D.7. Na frequência de comutação do projeto, a indutância de dispersão equivale a  $14,71 \mu\text{H}$ . Sendo assim, será construído um indutor cuja indutância será de  $6,3 \mu\text{H}$  para associar em série com o enrolamento primário do transformador, garantindo assim o ponto de operação escolhido no projeto.

#### D.4 DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR

O retificador adotado para o projeto é composto por retificadores do tipo dobrador de tensão, sendo necessário especificar os diodos e capacitores da estrutura. A tabela D.5 mostra os valores máximos de esforços de tensão e corrente em cada componente. Com base nos resultados apresentados na tabela D.5, foi adotado o diodo

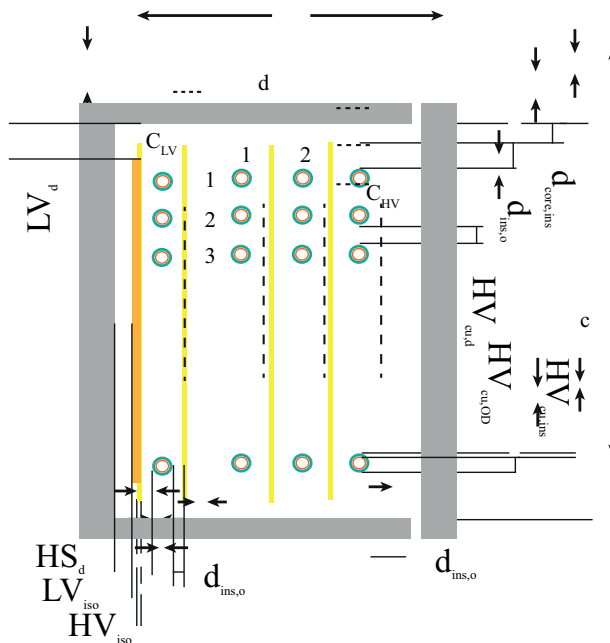


Figura D.3 – Vista em corte do transformador de alta tensão: disposição das camadas dos enrolamentos do transformador construído.

Tabela D.5 – Esforços nos componentes do retificador

Parâmetro	Diodo	Capacitor
$V_{rrm}[V]$	760	380
$I_{med}[A]$	0,345	-
$I_{ef}[A]$	0,53	0,4

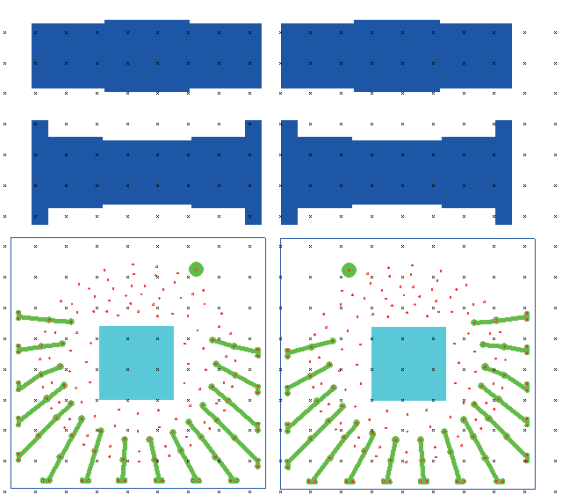


Figura D.4 – Carretel construído para o transformador de alta tensão.

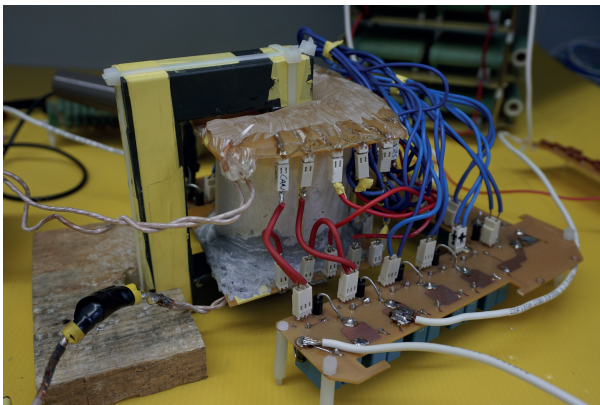


Figura D.5 – Transformador de alta tensão construído.

MUR4100 e o capacitor de polipropileno modelo B32923C3105M.

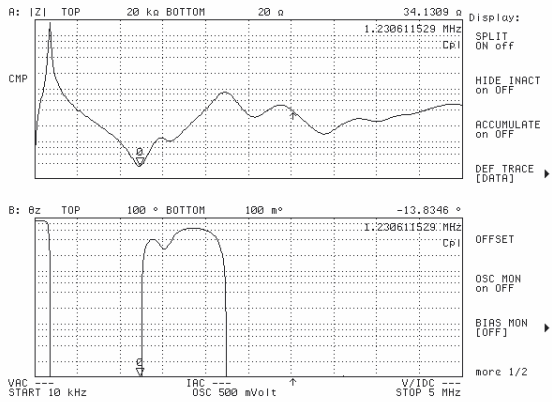


Figura D.6 – Impedância e fase vista do lado primário do transformador.

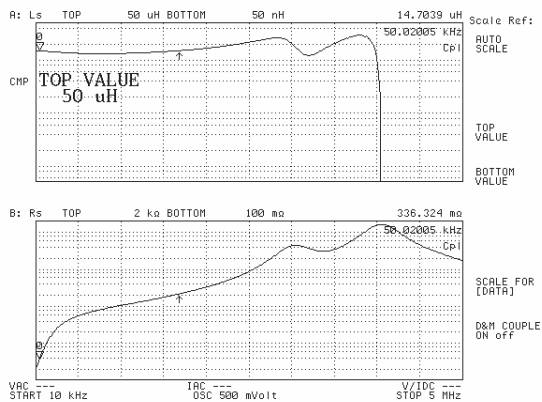


Figura D.7 – Impedância do transformador medida nos terminais do enrolamento primário, com os enrolamentos secundários em curto circuito.