

GLEYSON LUIZ PIAZZA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE PARA
ACIONAMENTO DE RAIOS *LASER***

FLORIANÓPOLIS

2008

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

IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE PARA
ACIONAMENTO DE RAIOS *LASER*

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
Como parte dos requisitos para a
Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

GLEYSON LUIZ PIAZZA

Florianópolis, agosto de 2008.

IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE PARA ACIONAMENTO DE RAIO *LASER*

Gleyson Luiz Piazza

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, 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.’



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof.^a Kátia Campos de Almeida, PhD.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

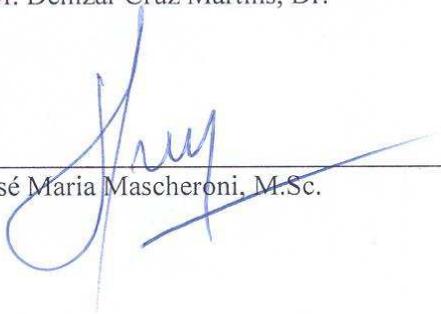
Presidente



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



José Maria Mascheroni, M.Sc.

Aos meus pais, Vitor Augusto Piazza e Irês Dall' Agnol Piazza,
minha irmã, Cheila Maria Toss e
minha amada companheira Joana Vieira Borges.

Agradecimentos

Tenho imenso prazer em agradecer as pessoas que me incentivaram e ajudaram na concretização desta dissertação. Dedico todo este esforço aos meus pais, minha querida irmã e minha amada Joana, que sempre me incentivaram e apoiaram em todos os momentos.

Agradeço aos meus grandes amigos, Gordo, Criciúma, Nildão, Maurício e Cegonha. Aos colegas de trabalho do INEP, em especial a minha turma de Mestrado, Eloi, Diogo, Juliano e Márcio. Ao Eloi Agostini Júnior, Carlos Illa Font, Ricardo Alves e André Fuerback, agradeço toda ajuda e apoio.

Aos professores, Ivo Barbi, Arnaldo José Perin, Enio Valmor Kassick, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes e Samir Ahmad Mussa, que transmitiram conhecimentos fundamentais em minha formação acadêmica. Em especial ao professor Ivo Barbi, pela orientação e dedicação prestadas.

Aos demais profissionais do INEP que contribuíram para realização deste trabalho, Antônio Luiz Pacheco, Luiz Marcellus Coelho, Regina e Elizabete.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE PARA ACIONAMENTO DE RAIOS LASER

GLEYSON LUIZ PIAZZA

Agosto/2008

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-chave: Fonte para raio *laser*, transformador de alta tensão e alta frequência, conversor paralelo ressonante.

Número de Página: 214.

RESUMO: Este trabalho apresenta o projeto e implementação de uma fonte de alimentação para um equipamento de raio *laser*. Inicialmente, descreve-se o funcionamento do raio *laser* e os parâmetros de tensão e corrente que influenciam no seu desempenho. Em seguida, analisa-se o conversor meia ponte ressonante com saída em fonte de tensão, modulado por largura de pulso e com frequência de comutação menor que a frequência de ressonância. Para atender os requisitos do *laser* é necessária a utilização de transformadores e multiplicadores de tensão, uma vez que a tensão de acionamento é de $50kV$. Desta forma, apresenta-se neste trabalho o projeto dos transformadores e multiplicadores de tensão, avaliando a influência dos parâmetros do transformador na frequência de ressonância. A partir de todos os estudos efetuados, dimensionam-se os principais componentes dos circuitos de potência e controle, possibilitando a implementação prática da estrutura. Por fim, os resultados teóricos são comparados com os resultados experimentais, comprovando as características analisadas na estrutura.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

IMPLEMENTATION OF A SOURCE FOR DRIVE OF *LASER RAY*

GLEYSON LUIZ PIAZZA

Aug/2008.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Source for *laser ray*, transformer of high voltage and high frequency, parallel resonant converter.

Number of Pages: 214.

ABSTRACT: This work presents the design and the implementation of a power supply for laser ray equipment. Initially, the laser ray properties and voltage and current parameters that affects its behavior are depicted. After that , the voltage-fed output *PWM* modulated parallel resonant converter is analyzed, considering a switching frequency lower than the resonant frequency. In order to overcome the high voltage level issues associated to the laser, transformers and voltage multipliers will be used, since a $50kV$ voltage level is necessary for a suitable laser excitation. The main power and control circuits are designed based on results obtained from several studies developed, allowing the prototype construction. Finally, a comparison between the theoretical and practical results is made, in order to validate the analysis proposed.

Sumário

| | |
|--|--------------|
| ÍNDICE DE FIGURAS | xii |
| ÍNDICE DE TABELAS | xxii |
| SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS | xxiii |
| CAPÍTULO 1 | 2 |
| Introdução Geral | 2 |
| CAPÍTULO 2 | 5 |
| Origem e Fundamentos do Raio <i>Laser</i> | 5 |
| 2.1 Introdução | 5 |
| 2.2 Origem do <i>Laser</i> | 6 |
| 2.3 Características Funcionais e Construtivas | 7 |
| 2.3.1 Estrutura Atômica | 8 |
| 2.3.2 Efeito Fotoelétrico | 11 |
| 2.3.3 Princípio da Incerteza | 15 |
| 2.3.4 Processos de Transferência de Energia | 16 |
| 2.3.5 Produção da Luz <i>Laser</i> | 18 |
| 2.3.6 Aspectos Construtivos do Tubo de Descarga | 19 |
| 2.3.7 Característica da Luz <i>Laser</i> | 20 |
| 2.3.7.1 <i>Laser</i> Gasoso | 21 |
| 2.3.7.2 <i>Laser</i> Semicondutor | 21 |
| 2.3.7.3 <i>Laser</i> Sólido | 22 |
| 2.4 <i>Laser</i> de Dióxido de Carbono | 23 |
| 2.4.1 Características Técnicas do <i>Laser</i> de CO ₂ | 23 |
| 2.4.2 Construção do <i>Laser</i> de CO ₂ | 24 |
| 2.4.3 Aplicações | 26 |
| 2.5 Conclusão | 27 |
| CAPÍTULO 3 | 28 |
| Circuito Equivalente do Tubo de Descarga e Simulações | 28 |
| 3.1 Introdução | 28 |
| 3.2 Primeiro Circuito Equivalente para o Tubo de Descarga de CO ₂ | 29 |
| 3.2.1 Região de Corte | 29 |

| | |
|--|-----------|
| 3.2.2 Região de Resistência Diferencial Negativa | 31 |
| 3.2.3 Região de Saturação | 33 |
| 3.3 Segundo Circuito Equivalente para o Tubo de Descarga de CO ₂ | 36 |
| 3.4 Simulações dos Circuitos Equivalentes Propostos | 38 |
| 3.4.1.1 Tubo de Descarga de CO ₂ | 39 |
| 3.4.1.2 Fonte de Alimentação | 39 |
| 3.4.1.3 Sensor de Corrente | 40 |
| 3.4.1.4 Sensor de Tensão | 40 |
| 3.4.1.5 Controle | 41 |
| 3.4.1.6 Sistema Realimentado | 41 |
| 3.5 Conclusão | 46 |
| CAPÍTULO 4 | 48 |
| Conversor Ressonante Paralelo..... | 48 |
| 4.1 Introdução | 48 |
| 4.2 Análise Qualitativa e Quantitativa para Oito Etapas de Operação | 49 |
| 4.2.1 Etapas de Operação | 49 |
| 4.2.2 Formas de Onda e Plano de Fase..... | 53 |
| 4.2.3 Equacionamento para Oito Etapas de Operação..... | 54 |
| 4.2.4 Limites de Operação | 63 |
| 4.2.5 Simulação | 74 |
| 4.3 Análise Qualitativa e Quantitativa para Seis Etapas de Operação | 77 |
| 4.3.1 Etapas de Operação | 77 |
| 4.3.2 Formas de Onda e Plano de Fase..... | 80 |
| 4.3.3 Equacionamento para Seis Etapas de Operação..... | 81 |
| 4.3.4 Limites de Operação | 85 |
| 4.3.5 Simulação | 87 |
| 4.4 Análise Qualitativa e Quantitativa para Seis Etapas de Operação Considerando a Tensão de Saída Menor que a Tensão de Entrada. | 90 |
| 4.4.1 Etapas de Operação | 90 |
| 4.4.2 Formas de Onda e Plano de Fase..... | 93 |
| 4.4.3 Equacionamento para Seis Etapas de Operação..... | 94 |
| 4.4.4 Limites de Operação | 98 |
| 4.4.5 Simulação | 99 |
| 4.5 Característica de Saída e Esforços..... | 102 |

| | |
|---|------------|
| 4.5.1 Característica de Saída..... | 104 |
| 4.5.2 Esforços nos Semicondutores | 110 |
| 4.6 Exemplo de Projeto | 122 |
| 4.7 Conclusão | 124 |
| CAPÍTULO 5 | 126 |
| Transformador e Circuito Dobrador de Tensão | 126 |
| 5.1 Introdução | 126 |
| 5.2 Projeto dos Transformadores de Alta Tensão..... | 127 |
| 5.2.1 Especificações do Projeto dos Transformadores | 127 |
| 5.2.2 Parâmetros do Transformador | 130 |
| 5.2.3 Núcleo e Espiras | 132 |
| 5.2.4 Condutores e Perdas | 135 |
| 5.3 Processo de Fabricação..... | 137 |
| 5.4 Modelo e Análise das Impedâncias dos Transformadores | 143 |
| 5.4.1 Circuito Equivalente do Transformador | 143 |
| 5.4.2 Associação dos Transformadores | 144 |
| 5.4.3 Ensaios dos Transformadores | 146 |
| 5.4.4 Resultado Experimental dos Transformadores..... | 148 |
| 5.4.5 Impedância Resultante..... | 152 |
| 5.5 Metodologia de Projeto do Circuito Dobrador de Tensão..... | 156 |
| 5.5.1 Especificações para o Dobrador de Tensão | 157 |
| 5.5.2 Dimensionamento do Dobrador de Tensão | 157 |
| 5.6 Simulação | 160 |
| 5.7 <i>Layout</i> do Circuito de Alta Tensão..... | 161 |
| 5.8 Conclusão | 164 |
| CAPÍTULO 6 | 165 |
| Projeto e Resultados | 165 |
| 6.1 Introdução..... | 165 |
| 6.2 Circuito de Entrada da Fonte | 165 |
| 6.3 Metodologia de Projeto do Indutor e Capacitor Ressonante | 167 |
| 6.3.1 Indutor Ressonante | 171 |
| 6.3.2 Capacitor Ressonante | 172 |
| 6.3.3 Interruptores | 172 |
| 6.3.4 Capacitor de Bloqueio da Componente Contínua do Transformador | 173 |

| | |
|---|------------|
| 6.4 Resultados..... | 174 |
| 6.4.1 Circuito Ressonante..... | 175 |
| 6.4.2 Resultados em Malha Fechada com Carga Resistiva..... | 179 |
| 6.4.2.1 Simulação..... | 180 |
| 6.4.2.2 Experimental..... | 185 |
| 6.4.3 Simulação em Malha Fechada com o Modelo do <i>Laser</i> | 188 |
| 6.5 Esquemático, <i>Layouts</i> e Lista de Componentes..... | 192 |
| 6.6 Conclusão..... | 197 |
| CAPÍTULO 7..... | 198 |
| Conclusões Gerais..... | 198 |
| Apêndice A..... | 200 |
| Circuitos Complementares..... | 200 |
| Referências Bibliográficas..... | 213 |

Índice de Figuras

| | |
|---|----|
| Fig. 2-1 – Modelo atômico de Rutherford..... | 9 |
| Fig. 2-2 – Emissão e absorção de energia. | 10 |
| Fig. 2-3 – Ampola de descarga em gás a baixa pressão. | 10 |
| Fig. 2-4 – Espectro do gás hidrogênio..... | 11 |
| Fig. 2-5 – Experimento de Hertz. | 12 |
| Fig. 2-6 – Variação da corrente fotoelétrica. | 12 |
| Fig. 2-7 – Medidas de Millikan [5]..... | 13 |
| Fig. 2-8 – Processo de absorção. | 16 |
| Fig. 2-9 – Processo de emissão espontânea..... | 17 |
| Fig. 2-10 – Processo de emissão estimulada. | 17 |
| Fig. 2-11 – Situação A..... | 18 |
| Fig. 2-12 – Situação B. | 18 |
| Fig. 2-13 – Esquemático simplificado do <i>laser</i> | 19 |
| Fig. 2-14 – Espectro do <i>laser</i> | 20 |
| Fig. 2-15 – Estrutura do <i>laser</i> gasoso. | 21 |
| Fig. 2-16 – Estrutura do <i>laser</i> semiconductor. | 22 |
| Fig. 2-17 – Estrutura do <i>laser</i> sólido. | 22 |
| Fig. 2-18 – Característica corrente tensão para o tubo de descarga <i>PLX –100</i> | 24 |
| Fig. 2-19 – Característica temporal de tensão e corrente para o tubo de descarga <i>PLX –100</i> | 24 |
| Fig. 2-20 – Constituição física do <i>laser</i> [9]..... | 25 |
| Fig. 3-1 – Primeiro circuito equivalente para o tubo de descarga de CO_2 | 28 |
| Fig. 3-2 – Segundo circuito equivalente para o tubo de descarga de CO_2 | 28 |
| Fig. 3-3 – Representação do circuito da região de corte. | 30 |
| Fig. 3-4 – Circuito equivalente. | 30 |
| Fig. 3-5 – Circuito equivalente para a região 2. | 32 |
| Fig. 3-6 – Circuito ilustrativo para análise da região de saturação..... | 33 |
| Fig. 3-7 – Característica da corrente e tensão do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2..... | 36 |

| | |
|--|----|
| Fig. 3-8 – Esquemático do sistema realimentado para simulação dos circuitos equivalentes propostos na Fig. 3-1 e Fig. 3-2..... | 38 |
| Fig. 3-9 – Circuito do controlador..... | 41 |
| Fig. 3-10 – Diagrama de blocos do sistema realimentado..... | 42 |
| Fig. 3-11 - Característica $I_o \times V_o$ do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1. | 43 |
| Fig. 3-12 – Tensão e corrente nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1. | 43 |
| Fig. 3-13 – Variação da tensão e corrente nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1..... | 44 |
| Fig. 3-14 – Detalhe da variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1. | 44 |
| Fig. 3-15 – Característica $I_o \times V_o$ do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2..... | 45 |
| Fig. 3-16 – Variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2..... | 46 |
| Fig. 3-17 – Detalhe da variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2. | 46 |
| Fig. 4-1 – Conversor ressonante paralelo. | 48 |
| Fig. 4-2 – Primeira etapa de operação. | 49 |
| Fig. 4-3 – Segunda etapa de operação. | 50 |
| Fig. 4-4 – Terceira etapa de operação..... | 50 |
| Fig. 4-5 – Quarta etapa de operação. | 51 |
| Fig. 4-6 – Quinta etapa de operação. | 51 |
| Fig. 4-7 – Sexta etapa de operação. | 52 |
| Fig. 4-8 – Sétima etapa de operação..... | 52 |
| Fig. 4-9 – Oitava etapa de operação. | 52 |
| Fig. 4-10 – Formas de onda para oito etapas de operação..... | 53 |
| Fig. 4-11 – Plano de fase para oito etapas de operação..... | 54 |
| Fig. 4-12 – Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,1$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 64 |
| Fig. 4-13 – Parametrização de $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,1$ | 65 |

| | |
|---|----|
| Fig. 4-14 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,2$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 65 |
| Fig. 4-15 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,2$ | 66 |
| Fig. 4-16 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,3$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 66 |
| Fig. 4-17 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,3$ | 67 |
| Fig. 4-18 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,4$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 67 |
| Fig. 4-19 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,4$ | 68 |
| Fig. 4-20 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,5$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 68 |
| Fig. 4-21 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica para, $\mu_o = 0,5$ | 69 |
| Fig. 4-22 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,6$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 69 |
| Fig. 4-23 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,6$ | 70 |
| Fig. 4-24 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,7$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 70 |
| Fig. 4-25 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,7$ | 71 |
| Fig. 4-26 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,8$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 71 |
| Fig. 4-27 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,8$ | 72 |

| | |
|---|----|
| Fig. 4-28 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,9$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 72 |
| Fig. 4-29 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,9$ | 73 |
| Fig. 4-30 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 1$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 73 |
| Fig. 4-31 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 1$ | 74 |
| Fig. 4-32 – Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em oito etapas..... | 75 |
| Fig. 4-33 - Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas..... | 76 |
| Fig. 4-34 - Comutação do conversor paralelo ressonante operando em oito etapas..... | 76 |
| Fig. 4-35 – Corrente de saída para o conversor operando em oito etapas..... | 77 |
| Fig. 4-36 – Primeira etapa de operação..... | 78 |
| Fig. 4-37 – Segunda etapa de operação..... | 78 |
| Fig. 4-38 – Terceira etapa de operação..... | 78 |
| Fig. 4-39 – Quarta etapa de operação..... | 79 |
| Fig. 4-40 – Quinta etapa de operação..... | 79 |
| Fig. 4-41 – Sexta etapa de operação..... | 79 |
| Fig. 4-42 – Formas de onda para seis etapas de operação..... | 80 |
| Fig. 4-43 – Plano de fase para seis etapas de operação..... | 81 |
| Fig. 4-44 – Ábaco para determinar a corrente parametrizada $\overline{I_2}$ em função do ganho estático, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica..... | 86 |
| Fig. 4-45 – Limite de operação do conversor meia ponte ressonante operando em seis etapas tendo como parâmetro de variação μ_o | 87 |
| Fig. 4-46 - Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em seis etapas..... | 88 |
| Fig. 4-47 – Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas..... | 89 |
| Fig. 4-48 – Comutação do conversor paralelo ressonante operando em seis etapas..... | 89 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 4-49 - Corrente de saída para o conversor operando em seis etapas..... | 90 |
| Fig. 4-50 – Primeira etapa de operação. | 91 |
| Fig. 4-51 – Segunda etapa de operação. | 91 |
| Fig. 4-52 – Terceira etapa de operação..... | 91 |
| Fig. 4-53 – Quarta etapa de operação. | 92 |
| Fig. 4-54 – Quinta etapa de operação. | 92 |
| Fig. 4-55 – Sexta etapa de operação. | 92 |
| Fig. 4-56 - Formas de onda para seis etapas de operação com $q < 1$ | 93 |
| Fig. 4-57 – Plano de fase para seis etapas de operação com $q < 1$ | 94 |
| Fig. 4-58 – Limite de operação para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.. | 99 |
| Fig. 4-59 - Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$ | 100 |
| Fig. 4-60 – Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$ | 100 |
| Fig. 4-61 – Comutação do conversor paralelo ressonante operando em seis etapas com $q < 1$.. | 101 |
| Fig. 4-62 - Corrente de saída para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.. | 101 |
| Fig. 4-63 – Circuito para exemplificação da característica de saída. | 102 |
| Fig. 4-64 – Curva característica para a fonte e a carga de resistência positiva. | 103 |
| Fig. 4-65 - Curva característica para a fonte e a carga de resistência diferencial negativa. | 103 |
| Fig. 4-66 – Característica de saída para $\mu_o = 0,1$ | 105 |
| Fig. 4-67 - Característica de saída para $\mu_o = 0,2$ | 105 |
| Fig. 4-68 - Característica de saída para $\mu_o = 0,3$ | 106 |
| Fig. 4-69 - Característica de saída para $\mu_o = 0,4$ | 106 |
| Fig. 4-70 - Característica de saída para $\mu_o = 0,5$ | 107 |
| Fig. 4-71 - Característica de saída para $\mu_o = 0,6$ | 107 |
| Fig. 4-72 - Característica de saída para $\mu_o = 0,7$ | 108 |
| Fig. 4-73 - Característica de saída para $\mu_o = 0,8$ | 108 |
| Fig. 4-74 - Característica de saída para $\mu_o = 0,9$ | 109 |
| Fig. 4-75 - Característica de saída para $\mu_o = 1$ | 109 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 4-76 – Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,1$ | 112 |
| Fig. 4-77 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,2$ | 113 |
| Fig. 4-78 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,3$ | 114 |
| Fig. 4-79 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,4$ | 115 |
| Fig. 4-80 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,5$ | 116 |
| Fig. 4-81 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,6$ | 117 |
| Fig. 4-82 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,7$ | 118 |
| Fig. 4-83 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,8$ | 119 |
| Fig. 4-84 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,9$ | 120 |
| Fig. 4-85 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 1$ | 121 |
| Fig. 4-86 – Tensão, corrente e potência de saída para o exemplo de projeto..... | 123 |
| Fig. 4-87 – Detalhe das oito etapas de operação para o exemplo de projeto..... | 124 |
| Fig. 5-1 – Associação dos transformadores..... | 129 |
| Fig. 5-2 – Circuito do conversor ressonante paralelo..... | 130 |
| Fig. 5-3 – Tensão e fluxo ao longo do tempo..... | 132 |
| Fig. 5-4 – Densidade de potência em função da frequência para materiais <i>IP-12R</i> . 134 | |
| Fig. 5-5 – Circuito para análise das tensões de isolamento. | 138 |
| Fig. 5-6 - Circuito para análise das tensões de isolamento dos transformadores críticos. | 139 |
| Fig. 5-7 – Detalhe da falha na isolação entre enrolamentos..... | 139 |
| Fig. 5-8 – Falha de isolação entre bobinas. | 140 |
| Fig. 5-9 – Representação da disposição dos enrolamentos do transformador..... | 141 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 5-10 – Detalhe dos enrolamentos, camadas e espiras dos transformadores..... | 142 |
| Fig. 5-11 – Circuito equivalente referido ao primário do transformador..... | 143 |
| Fig. 5-12 – Circuito simplificado do transformador..... | 144 |
| Fig. 5-13 – Associação paralela de dois transformadores. | 144 |
| Fig. 5-14 – Impedância equivalente para associação dos cinco transformadores. | 146 |
| Fig. 5-15 – Diagrama de Bode para o módulo dos transformadores..... | 149 |
| Fig. 5-16 – Diagrama de Bode para a fase dos transformadores..... | 149 |
| Fig. 5-17 – Diagrama de Bode de módulo e fase dos transformadores T_{r_1} e T_{r_2} | 151 |
| Fig. 5-18 - Diagrama de Bode de módulo e fase da impedância equivalente dos transformadores. | 151 |
| Fig. 5-19 – Impedância do circuito considerando C_r em paralelo com o transformador. | 152 |
| Fig. 5-20 – Impedância do circuito considerando C_r em paralelo com C_l | 152 |
| Fig. 5-21 – Módulo da impedância $Z_{eq1}(s)$ | 154 |
| Fig. 5-22 – Fase da impedância $Z_{eq1}(s)$ | 154 |
| Fig. 5-23 – Módulo da impedância $Z_{eq2}(s)$ | 155 |
| Fig. 5-24 – Fase da impedância $Z_{eq2}(s)$ | 155 |
| Fig. 5-25 – Circuito resultante para determinação da frequência de ressonância. | 156 |
| Fig. 5-26 – Circuito transformador multiplicador de tensão. | 156 |
| Fig. 5-27 – Circuito multiplicador de tensão..... | 158 |
| Fig. 5-28 – Etapas de funcionamento do multiplicador de tensão..... | 158 |
| Fig. 5-29 – Tensões entre os enrolamentos dos transformadores para a tensão de excitação do tubo de raio <i>laser</i> | 160 |
| Fig. 5-30 – Tensões nos enrolamentos para a máxima potência dissipada no <i>laser</i> | 161 |
| Fig. 5-31 – Tensão de saída e formas de onda de tensão e corrente em um dobrador para a máxima potência dissipada no <i>laser</i> | 161 |
| Fig. 5-32 – Disposição dos componentes na placa de circuito impresso de alta tensão. | 162 |
| Fig. 5-33 – Face inferior da placa de circuito impresso de alta tensão..... | 162 |
| Fig. 5-34 – Vista dos cortes efetuados na placa de circuito impresso de alta tensão. .. | 162 |
| Fig. 5-35 – Foto dos transformadores montados. | 163 |
| Fig. 5-36 – Detalhe de um bloco de alta tensão..... | 163 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 6-1 – Diagrama de blocos do protótipo..... | 166 |
| Fig. 6-2 - Característica do conversor e do tubo para $\mu_o = 0,8$ | 169 |
| Fig. 6-3 – Corrente do indutor ressonante para a máxima tensão e máxima razão cíclica. | 171 |
| Fig. 6-4 – Tensão e corrente no interruptor para $\mu_o = 0,8$, $q = 3,2$ e $D = 0,5$ | 173 |
| Fig. 6-5 – Tensões nos capacitores de entrada..... | 175 |
| Fig. 6-6 – Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante..... | 176 |
| Fig. 6-7 - Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante obtidos experimentalmente..... | 177 |
| Fig. 6-8 – Detalhe da tensão no capacitor e da corrente no indutor ressonante obtidos experimentalmente..... | 177 |
| Fig. 6-9 – Tensão e corrente no interruptor..... | 178 |
| Fig. 6-10 – Pulsos de comando nos interruptores..... | 178 |
| Fig. 6-11 – Pulsos de comando obtidos experimentalmente com o conversor operando em malha aberta..... | 179 |
| Fig. 6-12 – Controle do conversor meia ponte ressonante paralelo..... | 180 |
| Fig. 6-13 – Variação da corrente e da tensão para carga resistiva..... | 181 |
| Fig. 6-14 - Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de $25mA$ | 181 |
| Fig. 6-15 - Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de $10mA$ | 182 |
| Fig. 6-16 – Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de $5mA$ | 182 |
| Fig. 6-17 - Tensão V_{ab} para corrente de carga de $25mA$ | 182 |
| Fig. 6-18 - Tensão V_{ab} para corrente de carga de $10mA$ | 183 |
| Fig. 6-19 – Tensão V_{ab} para corrente de carga de $5mA$ | 183 |
| Fig. 6-20 - Razão cíclica para corrente de carga de $25mA$ | 183 |
| Fig. 6-21 - Razão cíclica para corrente de carga de $10mA$ | 184 |
| Fig. 6-22 – Razão cíclica para corrente de carga de $5mA$ | 184 |
| Fig. 6-23 – Tensões dos controladores de tensão e corrente..... | 184 |
| Fig. 6-24 – Transitório da corrente no indutor e da tensão no capacitor ressonante.... | 185 |
| Fig. 6-25 – Tensão e corrente de entrada para máxima razão cíclica..... | 185 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 6-26 Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 5mA | 186 |
| Fig. 6-27 - Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 10mA | 186 |
| Fig. 6-28 – Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 25mA | 187 |
| Fig. 6-29 – Detalhe da corrente e da tensão no capacitor e indutor ressonante..... | 187 |
| Fig. 6-30 – Transitório para tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante..... | 188 |
| Fig. 6-31 – Tensão e corrente de carga..... | 189 |
| Fig. 6-32 – Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante para 10mA | 189 |
| Fig. 6-33 - Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante para 20mA | 190 |
| Fig. 6-34 - Tensão e corrente no interruptor para 10mA | 190 |
| Fig. 6-35 - Tensão e corrente no interruptor para 20mA | 191 |
| Fig. 6-36 – Variação da corrente e da potência aplicada na carga. | 191 |
| Fig. 6-37 – Tensões entre enrolamentos para T_{r1} e T_{r4} | 192 |
| Fig. 6-38 – Esquemático completo da fonte para o raio <i>laser</i> | 193 |
| Fig. 6-39 – Disposição dos componentes na placa de circuito impresso. | 194 |
| Fig. 6-40 – Face superior da placa de circuito impresso. | 194 |
| Fig. 6-41 – Face inferior da placa de circuito impresso. | 194 |
| Fig. 6-42 – Foto do protótipo montado. | 195 |
| Fig. A-1 – Circuito da fonte auxiliar. | 200 |
| Fig. A-2 – Tensão de saída da fonte auxiliar..... | 201 |
| Fig. A-3 – Transitório da tensão da ponte retificadora da fonte auxiliar..... | 201 |
| Fig. A-4 – Diagrama de blocos do UC3525..... | 202 |
| Fig. A-5 – Circuito de ligação do UC3525..... | 203 |
| Fig. A-6 – Circuito de <i>driver</i> para acionamento dos <i>IGBT's</i> | 204 |
| Fig. A-7 – Pulsos de comando para os interruptores..... | 205 |
| Fig. A-8 – Circuito de controle e proteção. | 206 |
| Fig. A-9 – Diagrama de blocos da malha de tensão..... | 208 |
| Fig. A-10 – Controlador de tensão. | 209 |
| Fig. A-11 – Representação simplificada dos ganhos da malha de tensão. | 210 |
| Fig. A-12 – Diagrama de blocos da malha de corrente. | 210 |
| Fig. A-13 – Controlador de corrente. | 211 |

Fig. A-14 – Diagrama de Bode de módulo e fase dos controladores de tensão e corrente.
..... 212

Índice de Tabelas

| | |
|--|-----|
| Tabela 5-1 – Especificações de projeto. | 128 |
| Tabela 5-2 – Especificações para o Dobrador de Tensão..... | 157 |
| Tabela 5-3 – Dimensionamento do multiplicador de tensão. | 159 |
| Tabela 6-1 – Principais especificações para o projeto da fonte..... | 166 |
| Tabela 6-2 – Dimensionamento dos diodos de entrada do conversor. | 167 |
| Tabela 6-3 – Dimensionamento do capacitor de entrada. | 167 |
| Tabela 6-4 – Potência típica do feixe luminoso para o modelo <i>PLX –100</i> | 168 |
| Tabela 6-5 - Especificações para o projeto do indutor e capacitor..... | 169 |
| Tabela 6-6 – Dimensionamento do capacitor ressonante. | 172 |
| Tabela 6-7 – Dimensionamento dos interruptores..... | 173 |
| Tabela 6-8 – Dimensionamento do capacitor de bloqueio da fonte de raio <i>laser</i> | 174 |
| Tabela 6-9 – Lista de componentes. | 195 |

Simbologias e Abreviaturas

| Capítulo 2 – Origem e Fundamentos do Raio Laser | | |
|---|---|----------------|
| Símbolo | Descrição | Unidade |
| E | Energia do Elétron | eV |
| h | Constante de Planck | Js |
| f | Frequência | Hz |
| n | Número Inteiro | (não definido) |
| V_o | Tensão de Corte | V |
| T_{max} | Energia Cinética Máxima | J |
| e | Carga do Elétron | C |
| W | Trabalho | J |
| c | Velocidade da Luz | m / s^2 |
| ω | Frequência Angular | rad / s^2 |
| λ | Comprimento de Onda | m |
| N_2 | Nitrogênio | (adimensional) |
| H_2 | Hidrogênio | (adimensional) |
| He | Hélio | (adimensional) |
| Au | Ouro | (adimensional) |
| Cu | Cobre | (adimensional) |
| Al | Alumínio | (adimensional) |
| Mo | Molibdênio | (adimensional) |
| $ZnSe$ | Seleneto de Zinco | (adimensional) |
| Ge | Germânio | (adimensional) |
| $GaAs$ | Arseneto de Gálio | (adimensional) |
| ZnS | Sulfeto de Zinco | (adimensional) |
| Capítulo 3 – Circuito Equivalente do Tubo de Descarga e Simulações | | |
| Símbolo | Descrição | Unidade |
| R_e | Resistor Equivalente do Primeiro Modelo | Ω |

| | | |
|--------------|--|----------------|
| V | Tensão de Saída do Primeiro Modelo | V |
| I | Corrente de Saída do Primeiro Modelo | A |
| E_b | Tensão de Base | V |
| i_{c1} | Corrente do Coletor | A |
| i_{c2} | Corrente do Coletor | A |
| i_b | Corrente de Base | A |
| R_b | Resistor de Base | Ω |
| V_b | Tensão de Base | V |
| β | Ganho do Transistor | (adimensional) |
| V_{EB2sat} | Tensão Emissor Base | V |
| V_{CE1sat} | Tensão de Saturação Coletor Emissor | V |
| H | Fonte de Tensão Controlado por Corrente | V |
| G | Fonte de Corrente Controlada por Tensão | A |
| I_o | Corrente de Saída | A |
| V_{ref} | Tensão de Referência | V |
| K_I | Ganho do Sensor de Corrente | (adimensional) |
| K_V | Ganho do Sensor de Tensão | (adimensional) |
| R | Resistor do Integrador | Ω |
| C | Capacitor do Integrador | F |
| R_x | Resistor do Segundo Modelo de Carga | Ω |
| S_x | Interruptor para Acionamento da Resistência Positiva | (não definido) |

| | | |
|----------|--|----------------|
| S_y | Interruptor para Acionamento da Resistência Negativa | (não definido) |
| V_{ox} | Tensão de Excitação | V |
| I_{ox} | Corrente de Excitação | A |
| R_y | Resistor Negativo | Ω |
| V_y | Tensão Constante do Segundo Modelo de Carga | V |

Capítulo 4- Conversor Ressonante Paralelo

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|----------------|-------------------------------------|----------------|
| V_{in} | Tensão de Entrada do Conversor | V |
| S_1 | Interruptor do Conversor Meia Ponte | (não definido) |
| S_2 | Interruptor do Conversor Meia Ponte | (não definido) |
| D_1 | Diodo do Conversor Meia Ponte | (não definido) |
| D_2 | Diodo do Conversor Meia Ponte | (não definido) |
| L_r | Indutor Ressonante | H |
| C_r | Capacitor Ressonante | F |
| V_o | Tensão de Saída | V |
| q | Ganho de Tensão | (adimensional) |
| D | Razão Cíclica | (adimensional) |
| z | Impedância Ressonante | Ω |
| μ_o | Relação de Frequência | (adimensional) |

Capítulo 5 – Transformador e Circuito Dobrador de Tensão

| Símbolo | Descrição | Unidade |
|----------------|-----------------------|----------------|
| B | Densidade Magnética | T |
| \vec{H} | Vetor Campo Magnético | A / m |

| | | |
|-----------------|--|----------------|
| \bar{J} | Corrente de Condução | A |
| V_{ief_rede} | Tensão de Entrada da Fonte | V |
| f_{rede} | Frequência da Rede | Hz |
| V_{prpk} | Tensão de Pico do Primário | V |
| V_{auxpk} | Tensão de Pico do Transformador Auxiliar | V |
| $I_{o_{max}}$ | Máxima Corrente de Saída | A |
| P_o | Potência de Saída | W |
| f_s | Frequência de Comutação | Hz |
| J_{max} | Máxima Densidade de Corrente | A / m^2 |
| k_p | Fator de Ocupação do Primário | (adimensional) |
| k_w | Fator de Ocupação da Janela | (adimensional) |
| N | Relação de Espiras | (adimensional) |
| $v(t)$ | Tensão Induzida Variável | V |
| A_e | Área do Núcleo | m^2 |
| n_p | Número de Espiras do Primário | (adimensional) |
| n_s | Número de Espiras do Secundário | (adimensional) |
| n | Relação de Espiras | (adimensional) |
| T_s | Período de Comutação | s |
| A_p | Área do Primário | m^2 |
| A_w | Área da Janela | m^2 |
| $A_e A_w$ | Produto das Áreas do Núcleo | m^4 |
| σ | Condutividade Elétrica | Ω / m |

| | | |
|------------------|---|----------------|
| S_{pri} | Seção do Condutor Primário | m^2 |
| S_{sec} | Seção do Condutor Secundário | m^2 |
| S_{AWG23} | Seção do Condutor AWG23 | m^2 |
| S_{AWG33} | Seção do Condutor AWG33 | m^2 |
| n_{pp} | Número de Condutores em Paralelo do Primário do Transformador | (adimensional) |
| n_{sp} | Número de Condutores em Paralelo do Secundário do Transformador | (adimensional) |
| Ω_{AWG23} | Resistência ôhmica do condutor AWG23 | Ω |
| Ω_{AWG33} | Resistência ôhmica do condutor AWG33 | Ω |
| P_{joule} | Perda por Efeito Joule | W |
| m_{EE55} | Massa do núcleo EE – 55 | g |
| P_{mag} | Perda Magnética | W |
| P_{total} | Potência Total de Perda do Transformador | W |
| V_{t1} | Tensão Contínua para cada Dobrador | V |
| R_{enr} | Resistência dos Enrolamentos | Ω |
| L_d | Indutância de Dispersão | H |
| C_t | Capacitor Resultante da dos Transformadores | Ω |
| L_m | Indutância Magnetizante | H |

| | | |
|--|---|----------------|
| f_{rp} | Frequência de Ressonância Paralela | Hz |
| f_{rs} | Frequência de Ressonância Série | Hz |
| C_s | Capacitor de Bloqueio da Corrente Média | F |
| Z_{Tr1} | Impedância do Transformador | Ω |
| Z_{Tr2} | Impedância do Transformador | Ω |
| D_{db} | Diodo Dobrador | (não definido) |
| C_{db} | Capacitor Dobrador | nF |
| V_{sec} | Tensão do Secundário | V |
| $\Delta V_{C_{db}}$ | Variação da Tensão sobre o Capacitor Dobrador | V |
| $V_{C_{db_{min}}}$ | Tensão Mínima do Dobrador | V |
| $V_{C_{db_{max}}}$ | Tensão Máxima do Dobrador | V |
| $W_{C_{db}}$ | Energia do Capacitor Dobrador | J |
| f_s | Frequência de Comutação | Hz |
| $t_{D_{db}}$ | Tempo de Condução do Diodo Dobrador | s |
| Capítulo 6 – Projeto e Resultados | | |
| Símbolo | Descrição | Unidade |
| C_i | Capacitor de Entrada | μF |
| C_t | Capacitor Resultante dos Transformadores | nF |
| C_r | Capacitor Ressonante | nF |
| L_r | Indutor Ressonante | μH |

| L_d | Indutor de Dispersão | μH |
|--|--|----------------|
| f_s | Frequência de Comutação | Hz |
| Apêndice A – Circuitos Complementares | | |
| Símbolo | Descrição | Unidade |
| V_{et} | Tensão de Erro de Tensão | V |
| V_{ct} | Tensão de Saída do Controlador de Tensão | V |
| V_{ref} | Tensão de Referência | V |
| R_{t1} | Resistor do Controlador de Tensão | Ω |
| R_{t2} | Resistor do Controlador de Tensão | Ω |
| C_{t1} | Capacitor do Controlador de Tensão | F |
| C_{t2} | Capacitor do Controlador de Tensão | F |
| f_{tp1} | Frequência do Primeiro Pólo do Controlador de Tensão | Hz |
| f_{tz} | Frequência do Zero do Controlador de Tensão | Hz |
| f_{tp2} | Frequência do Segundo Pólo do Controlador de Tensão | Hz |
| V_{ec} | Tensão de Erro de Corrente | V |
| V_{ccr} | Tensão de Saída do Controlador de Corrente | V |
| R_{c1} | Resistor do Controlador de Corrente | Ω |
| R_{c2} | Resistor do Controlador de Corrente | Ω |
| C_{c1} | Capacitor do Controlador | F |

| | | |
|-----------|--|------|
| | Corrente | |
| C_{c2} | Capacitor do Controlador Corrente | F |
| f_{cp1} | Frequência do Primeiro Pólo do Controlador de Corrente | Hz |
| f_{cz} | Frequência do Zero do Controlador de Corrente | Hz |
| f_{cp2} | Frequência do Segundo Pólo do Controlador de Corrente | Hz |

| Abreviatura | Significado |
|--------------------|---|
| INEP | Instituto de Eletrônica de Potência |
| <i>PWM</i> | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| <i>IGBT</i> | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| <i>CI</i> | Circuito Integrado |
| <i>EE – 55</i> | Tipo do Núcleo do Fabricante <i>Thornton</i> |
| <i>IP12R</i> | Material Magnético do Fabricante <i>Thornton</i> |

CAPÍTULO 1

Introdução Geral

A Eletrônica de Potência surgiu, na metade do século *XX*, fornecendo bases concretas para uma revolução tecnológica presenciada até os tempos atuais. Esta transformação tecnológica possibilitou uma mudança considerável no modo de vida de todos.

A principal causa deste processo foi o desenvolvimento dos semicondutores operando como interruptores em alta frequência. O fato dos semicondutores trabalharem em alta frequência permite a redução significativa tanto de custos quanto de volume nos conversores, e aumentam sobretudo o rendimento da estrutura.

O conseqüente aumento do rendimento e a redução de volume dos elementos magnéticos alavancam cada vez mais a pesquisa e o desenvolvimento de produtos com diferentes requisitos de implementação de extrema importância para todos os âmbitos sociais.

Este trabalho propõe o estudo, o desenvolvimento e a produção de uma fonte de alimentação para acionamento de um tubo de descarga luminescente cujo composto ativo é a base de dióxido de carbono. O raio *laser* obtido através da excitação do meio ativo se destina à aplicação industrial, sendo utilizado principalmente em cortes de tecidos e serigrafia.

Uma das características especiais deste projeto remete primeiramente ao perfeito esclarecimento do tipo de carga utilizada, avaliando os fenômenos físicos e químicos que ocorrem no processo de formação do feixe luminoso, bem como as regiões de operação do *laser*. Compreendidos estes fatos é possível, através de um modelo de carga, simular os parâmetros de tensão e corrente do *laser* viabilizando o projeto do conversor que atenda as características especificadas do mesmo.

Para que se tenha a ionização do gás presente no tubo de descarga é necessário que o conversor forneça uma tensão elevada, e somente desta forma, ocorre à formação do feixe luminoso. O *laser* utilizado é o modelo *PLX-100* [10], fabricado pela *Parallax Technology Inc.*, a estrutura é do tipo selada e o composto ativo é o dióxido de carbono.

O circuito de potência é definido pelo conversor do tipo meia-ponte ressonante e utiliza transformadores em paralelo com o capacitor ressonante. Como a carga necessita de uma alimentação contínua em alta tensão, associam-se aos secundários dos transformadores, multiplicadores com diodos e capacitores para obter a especificação desejada. A justificativa de se utilizar o conversor ressonante paralelo é a possibilidade de se aproveitar as não idealidades dos transformadores de alta tensão e alta frequência.

Outro ponto importante a salientar é o tipo de modulação empregada. Para o projeto optou-se pela modulação por largura de pulso, *Pulse Width Modulation* (*PWM*), ou seja, frequência fixa e controle do sistema através da variação da razão cíclica.

Com o acionamento do feixe é possível ao operador da fonte, através de um circuito de controle, adequar a potência do *laser*. O controle atua diretamente sobre a largura dos pulsos aplicados aos interruptores por meio do circuito integrado *UC3525*. O protótipo apresenta duas malhas de controle concorrentes, uma de corrente e outra de tensão.

Os principais requisitos de projeto estão especificados a seguir:

- Tensão de excitação do *laser*: $50kV$;
- Variação da corrente de carga: 0 e $25mA$;
- Potência máxima do feixe: $100W$;
- Tensão de alimentação da fonte: $110/220V$;
- Potência da fonte: $700W$;
- Frequência de comutação: $45kHz$;
- Projeto e implementação de cinco transformadores e cinco dobradores de tensão;
- Circuito ressonante com frequência de ressonância acima da frequência de comutação;

Para obter a tensão de saída utilizam-se cinco transformadores com os respectivos primários em paralelo com o capacitor ressonante, enquanto que cada secundário é ligado a um dobrador de tensão. Estes dobradores são associados em série de modo a suprir as características de tensão para a carga sem sobrecarregar os transformadores.

Os capítulos da dissertação estão divididos e arranjados pela ordem cronológica dos estudos efetuados para elaboração da dissertação. O presente capítulo apresenta uma breve introdução à respeito da motivação e organização desta dissertação.

O segundo capítulo traz uma revisão histórica do *laser*, além de apresentar conceitos básicos que norteiam as características físicas e químicas do raio *laser* para que seja possível a modelagem da carga.

O capítulo seguinte propõe a análise de dois circuitos equivalentes que modelam de forma aproximada as características elétricas do *laser*. Estes circuitos serão de fundamental importância para que se tenha uma compreensão clara dos fenômenos elétricos envolvidos.

No quarto capítulo realiza-se o estudo do conversor meia-ponte ressonante paralelo com saída em fonte de tensão. Apresentam-se as etapas de operação para três modos distintos de funcionamento do conversor, os respectivos equacionamentos e os limites operacionais do conversor ressonante paralelo modulado por largura de pulso.

O quinto capítulo traz a análise do transformador e do dobrador de tensão operando em alta tensão e alta frequência e a respectiva influência dos parâmetros dos transformadores na impedância total do circuito. Com os conceitos fundamentados a partir da carga e do conversor, aborda-se no sexto capítulo o projeto físico dos principais componentes do circuito de potência, bem como se apresentam os resultados de simulação e experimentais. O Apêndice A contém a descrição e projeto dos circuitos de controle, comando e proteção da estrutura. Por fim, os resultados conclusivos deste trabalho estão descritos no sétimo capítulo.

CAPÍTULO 2

Origem e Fundamentos do Raio *Laser*

2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os acontecimentos que marcaram um novo rumo para a física. Tratam-se das fundamentações teóricas do modelo clássico que norteava o conhecimento do início do século *XX* e os novos conceitos que determinaram as bases da física moderna. Estes fatos contribuíram de forma acentuada para o desenvolvimento de teorias que impulsionariam os estudos e as pesquisas a respeito do raio *laser*.

Laser, cuja sigla significa *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, ou seja, amplificação da luz por emissão estimulada de radiação é um dispositivo que produz radiação eletromagnética com características muito especiais, como frequência definida (monocromática) e fase definida (coerente), além de ser colimada (propaga-se como um feixe).

O uso do *laser* no processamento de materiais começou a ser explorado na segunda metade do século *XX* e, desde então, tal ferramenta tem se difundido de forma acentuada, tornando-se objeto de inúmeras pesquisas em diferentes áreas de atuação, tais como, medicina, odontologia, indústria, comércio e ainda como uma inesgotável fonte de estudos científicos.

Há diferentes tipos de *laser* que dependem exclusivamente do composto existente no meio ativo, o qual pode ser em sua maioria do tipo sólido, líquido, gasoso ou dispositivo de estado sólido.

Como foco central deste trabalho, o meio ativo a ser abordado é do tipo gasoso, mais especificamente o gás CO_2 (dióxido de carbono), utilizado para o uso industrial em corte de metais, tecidos, papéis ou em tratamento cerâmico.

Seguindo a ordem de apresentação do segundo capítulo, expõe-se no item 2.2 uma breve revisão histórica dos acontecimentos que proporcionaram a origem do *laser*.

Em 2.3 estão descritas as características funcionais e construtivas para a produção do *laser*, tais como, a estrutura atômica, o efeito fotoelétrico, o princípio da incerteza, os processos de transferência de energia, os aspectos construtivos do tubo de descarga e a característica da luz *laser*.

No item 2.4 apresentam-se as características específicas do *laser* de dióxido de carbono verificando-se sucintamente como é o processo de construção do tubo de descarga. Em especial, o item 2.4 aborda informações técnicas do *laser* do tipo selado modelo *PLX – 100*, fabricado pela *Parallax Technology, Inc.*

Por fim, as principais aplicações do *laser* de dióxido de carbono são apresentadas no item 2.5.

2.2 Origem do *Laser*

A invenção do *laser* ocorreu graças a uma das leis que determinaram o marco inicial da física quântica, cuja formulação foi elaborada pelo físico alemão Max Planck. Em 1899, o físico descobriu a Constante de Planck, utilizada para o cálculo da energia absorvida ou irradiada do fóton.

Um ano depois Planck investigou o fenômeno da radiação térmica através de estudos efetuados na absorção de luz de um corpo negro, conhecida como Lei de Planck da Radiação [1].

No ano de 1905, Albert Einstein obteve o título de doutor em física, e neste mesmo ano apresentou ao mundo cinco artigos, dentre os quais um em especial que aborda o conceito dos fótons (teoria dos *quanta* de luz), possibilitando explicar o efeito fotoelétrico.

A teoria dos fótons de Einstein contradizia a teoria ondulatória da luz, subjacente as Equações de Maxwell. Pelo fato das idéias do físico alemão ir contra as noções da física corrente da época, Einstein não obteve apoio da comunidade científica, sendo reconhecido pela mesma somente em 1922.

A idéia fundamental de Einstein, anteriormente citada e que adquiriu a descrença dos cientistas, era de que toda radiação com frequência visível tem um efeito físico por trás de seu funcionamento, caracterizado pela emissão estimulada, condição necessária ao equilíbrio térmico da radiação com a matéria [1].

Einstein descobriu através de suas considerações teóricas que não apenas um átomo absorve um fóton incidente e o reemite ao acaso após certo tempo (emissão irradiada), mas que também este mesmo átomo deve reemitir seu fóton absorvido se um

segundo interagir com o mesmo. O fóton reemitido tem a mesma frequência do fóton que o estimulou e, principalmente, apresenta a mesma fase.

Em 1916, Albert Einstein, a partir da lei de Planck, apresentou os fundamentos da invenção do *laser*, o *maser*, que ficaria esquecida até o fim da Segunda Guerra Mundial. Entretanto, em 1953, Charles Hard Townes, James Gordon e Hebert Zeiger implementaram o primeiro *maser*, um dispositivo similar ao *laser*, que difere do mesmo pelo fato da emissão ser em microondas em vez do espectro visível.

O *maser* de Townes não tinha capacidade de emitir as ondas de forma contínua. Em 1956, os físicos russos Nikolai Basov e Aleksander Prokhorov, trabalhando de forma independente em um oscilador *quantum*, resolveram o problema da emissão contínua.

No ano de 1960, o físico americano Theodore Maiman aplicou os princípios do *maser* para a região óptica. Um *maser* óptico é chamado de *laser*, dispositivo de estudo deste trabalho [2].

Em 1964, Kumar Patel implementou o primeiro *laser* de dióxido de carbono. Desde então, as pesquisas referentes aos diferentes tipos de *laser* crescem cada vez mais, possibilitando um leque de inovações e utilidades nas diversas áreas de atuação [8].

2.3 Características Funcionais e Construtivas

Um *laser* é um aparelho que amplifica a luz para produzir um feixe intenso e fino de ondas e com uma cor pura e definida. Este tópico apresenta em detalhes o funcionamento do *laser* e as formas construtivas utilizadas para a produção do mesmo.

As fontes de luz comum são incoerentes, isto é, emitem ondas com diferentes comprimentos e com as mais diversas relações de fase. O resultado é que os feixes luminosos deste tipo de fonte se espalham muito rapidamente, sendo que grande parte da energia se perde por efeito da interferência destrutiva.

Um *laser* funciona desde que se consiga excitar um número mínimo de átomos de determinado material para um nível de energia superior, ou seja, diz-se que o átomo está no estado excitado e não mais no estado fundamental de energia. Quando o elétron deixa o estado excitado e retorna ao estado fundamental, o átomo emite o fóton, que por sua vez, pode ser tratado como um pacote de energia.

A partir da emissão espontânea, o fóton é absorvido por outro átomo que deixa o estado fundamental e reemite este fóton incidente através da emissão estimulada, dando início a formação do feixe luminoso e pontual.

Para se ter um entendimento mais concreto a respeito dos fundamentos que norteiam o funcionamento do *laser*, será necessário o esclarecimento de alguns pontos, tais como a estrutura atômica, origem e propagação da luz.

2.3.1 Estrutura Atômica

A composição da matéria foi sempre alvo de inúmeras teorias e suposições. Os primeiros conceitos surgiram entre os gregos, que acreditavam que se a matéria fosse dividida em infinitas partes, a menor porção seria o que hoje é denominado “átomo” [3].

Em 1808, o cientista inglês John Dalton deu um caráter científico à idéia do átomo. De uma forma geral e resumida, Dalton acreditava que o átomo era uma minúscula partícula, composta por um material indestrutível de massa e dimensão inalterada, podendo se combinar e formar diferentes tipos de matérias. Um dos pontos em que a teoria de Dalton contradiz a atual é o fato de o átomo ser tratado como uma esfera rígida. Em determinadas situações, esta suposição é aplicável, porém, não explicam muitos dos fenômenos que ocorrem na natureza [4].

Em 1897, J. J. Thomson descobriu o elétron e mediu a razão entre sua carga e sua massa. Por volta de 1909, Millikan completou suas primeiras medidas da carga do elétron. Essas e outras experiências demonstraram que quase toda massa de um átomo deve ser associada com sua carga positiva (núcleo) e não com os elétrons [4].

Já se sabia que o tamanho de um átomo era da ordem de $10^{-10} m$ e que todos os átomos, exceto o hidrogênio, possuem mais de um elétron. Contudo, desconhecia-se a distribuição da carga e da massa no interior do átomo. Thomson propôs que o átomo seria uma esfera carregada positivamente e com os elétrons distribuídos no interior desta. [4].

Entre 1910 e 1911, o físico inglês Ernest Rutherford sugeriu um novo modelo para o átomo. Rutherford apresentou a idéia de que o átomo era constituído por duas partes bem definidas. A parte central denominada “núcleo” era composta por cargas positivas, enquanto que a parte externa do átomo era determinada pelos elétrons, os quais possuíam cargas negativas descrevendo uma trajetória orbital ao redor do núcleo. A Fig. 2-1 apresenta o modelo proposto por Rutherford.

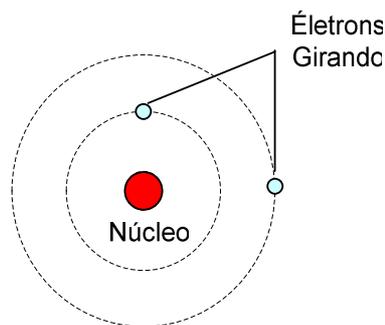


Fig. 2-1 – Modelo atômico de Rutherford.

Este fato foi comprovado através de um experimento que consistia em bombardear uma placa de ouro com partículas *alfa* (núcleo do átomo de Hélio) e verificar o número de partículas desviadas em diferentes ângulos [4].

Existe uma contradição no modelo de Rutherford. De acordo com a teoria da eletricidade e do magnetismo, um elétron em movimento acelerado emite determinada energia. De acordo com a teoria de Rutherford, para compensar a emissão de energia, o elétron diminuiria de raio, conseqüentemente descrevendo uma trajetória espiral até o colapso do átomo [1].

Esta questão de energia do átomo foi esclarecida pelo físico Dinamarquês Niels Bohr em 1913, que por sua vez, baseou-se em outro físico, Planck. Bohr propôs os postulados definidos a seguir:

- Os elétrons giram ao redor núcleo em trajetória circular e neste movimento de rotação não há emissão de energia.
- Quando de alguma maneira o elétron passa de uma órbita para outra, ocorre a emissão ou absorção de energia definida pela expressão (2.1).

$$E = h \cdot f \quad (2.1)$$

Onde h e f representam, respectivamente, a constante de Planck e a frequência de radiação. A quantidade de energia emitida ou absorvida é conhecida como fóton, caracterizado na Fig. 2-2.

É interessante frisar que na teoria eletromagnética clássica, acreditava-se que qualquer carga elétrica acelerada, esteja esta oscilando ou descrevendo uma trajetória circular, irradia ondas eletromagnéticas. Portanto, a energia de um elétron descrevendo uma trajetória circular ao redor do núcleo deveria diminuir continuamente, até a extinção do elétron, como já mencionado.

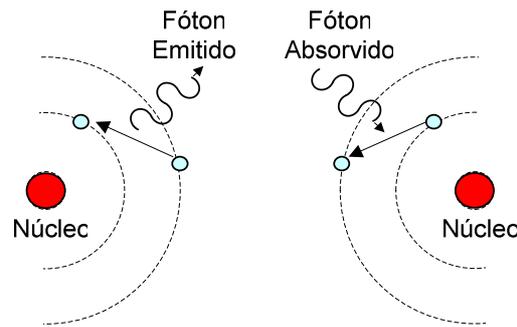


Fig. 2-2 – Emissão e absorção de energia.

Outro fato discordante da teoria clássica é que a frequência de revolução é igual à frequência emitida. Desta forma, à medida que os elétrons irradiam energia, suas velocidades angulares variam continuamente, emitindo um espectro contínuo, diferentemente do que acontece na realidade [4].

Segundo Bohr, quando o elétron passa de um nível inferior para um superior diz-se que este absorveu energia, sendo a emissão do fóton o processo inverso desta transição.

Para explicar suas teorias, Bohr submeteu o gás hidrogênio a uma baixa pressão, e por meio de um anteparo observou linhas claras e demarcadas, justificando assim a idéia de que os elétrons apresentam órbitas bem definidas quando há emissão ou absorção de energia.

A Fig. 2-3 apresenta o experimento de Bohr. Quando o gás é submetido a uma alta tensão e baixa pressão há a emissão de elétrons do catodo para o anodo, ocorrendo desta forma choques entre os elétrons e os átomos de hidrogênio contidos na ampola.



Fig. 2-3 – Ampola de descarga em gás a baixa pressão.

Quando o elétron adquire certa quantidade de energia, o mesmo salta de nível quântico (estado excitado). Todavia, como o tempo de permanência neste estado é curto, o elétron retorna ao nível anterior (estado fundamental) irradiando energia que pode ser observada nas linhas claras do anteparo. Deste modo, constata-se que o espectro é discreto como mostra a Fig. 2-4.

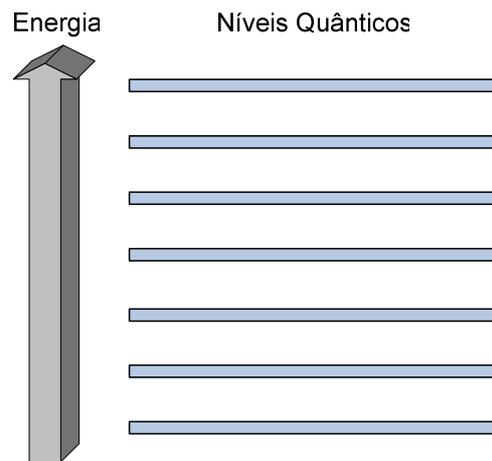


Fig. 2-4 – Espectro do gás hidrogênio.

Em 1914, James Frank e Gustav Hertz forneceram novas evidências a favor da existência de níveis de energia nos átomos. Frank e Hertz basearam-se em um experimento com uma lâmpada de mercúrio sob ação de um campo elétrico e verificaram que havia emissão de luz em comprimentos de ondas discretos.

Experiências semelhantes com outros átomos forneceram o mesmo resultado, comprovando o modelo para os níveis de energia dos átomos.

2.3.2 Efeito Fotoelétrico

O efeito fotoelétrico, juntamente com o princípio da dualidade partícula-onda, tem fundamental importância para justificar fenômenos que a física clássica não consegue explicar.

No final do século *XIX* surgiram as primeiras evidências de que em determinadas situações, uma onda eletromagnética se comporta com característica de partícula.

Foi quando Heinrich Hertz, em 1886, realizou experiências que comprovaram a existência de ondas eletromagnéticas e a teoria de Maxwell. Através de seus experimentos, Hertz constatou que a descarga elétrica entre dois eletrodos ocorria com maior facilidade quando a luz ultravioleta incidia sobre o catodo [5].

Tempos depois o físico Philipp Lenard, que trabalhou juntamente com Hertz, verificou que a descarga entre os eletrodos ocorria porque a luz ultravioleta agia sobre os elétrons do eletrodo. Esta teoria foi chamada posteriormente de efeito fotoelétrico. A Fig. 2-5 apresenta o aparelho utilizado para estudar este fenômeno [5].

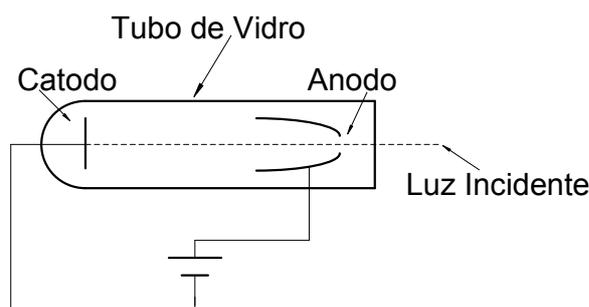


Fig. 2-5 – Experimento de Hertz.

O aparelho consiste de um tubo devidamente evacuado (para evitar atrito entre o elétron emergido com partículas gasosas) com uma janela de quartzo plana por onde é incidida a luz. Quando a luz incide sobre o catodo, os elétrons deste material são liberados e absorvidos pelo anodo através da diferença de potencial entre os eletrodos. Baseado no experimento de Hertz, a Fig. 2-6 representa a característica $I \times V$ para duas intensidades de luz distintas com a mesma frequência.

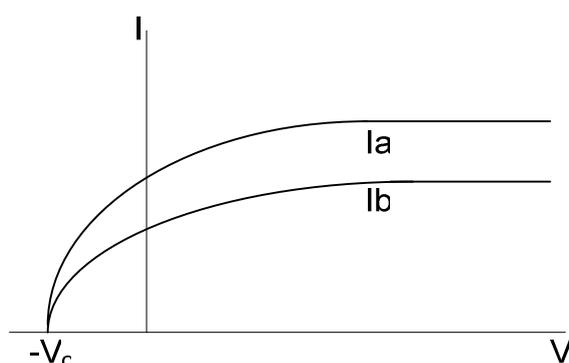


Fig. 2-6 – Variação da corrente fotoelétrica.

Quando se tem polarização direta entre os eletrodos, à medida que um feixe de luz incide no catodo, dá-se a liberação de elétrons do material que compõem o mesmo, ocorrendo desta forma, a migração de portadores para a região do anodo, o que possibilita a aferição da corrente no circuito da Fig. 2-5.

Aumentando-se a tensão de polarização, verifica-se que a corrente tende para a saturação correspondente a intensidade da luz, ou seja, há energia suficiente para retirar elétrons do catodo.

A Fig. 2-6 representa um importante fenômeno que contradiz a teoria clássica. Quando a tensão aplicada nos eletrodos apresentar polaridade invertida, as correntes convergem para a mesma tensão $-V_o$, independentemente da intensidade da luz. Este é um ponto contraditório entre a física clássica e a moderna, pois segundo a física

convencional a tensão seria proporcional à intensidade de luz, o que de fato não é verdade.

Para explicar este fato, considera-se que quando a tensão é invertida a corrente não se anula bruscamente, ou seja, os elétrons emitidos do catodo são coletados pelo anodo até que a tensão alcance $-V_o$, fazendo com que os elétrons de maior energia sejam freados (campo elétrico oposto), levando a corrente ao valor nulo [1].

A tensão $-V_o$ permite calcular a máxima energia cinética do elétron, como mostra a equação (2.2).

$$T_{\max} = e \cdot V_o \quad (2.2)$$

Onde T_{\max} é a energia cinética máxima e a carga do elétron é definida por e .

De acordo com a teoria clássica, conforme a intensidade de luz incidida sobre determinado material é aumentada, a energia cinética dos elétrons é proporcional à intensidade da luz incidente. A Fig. 2-6 comprova que para este experimento a máxima energia é igual para diferentes intensidades de luz.

Outro ponto discordante da teoria clássica está apresentado na Fig. 2-7. A figura mostra a variação da tensão V_o em função da frequência da luz incidente para o elemento químico sódio, medida por Millikan em 1914. Os resultados observados comprovam que abaixo de uma determinada frequência o efeito fotoelétrico deixa de ocorrer. Esta frequência depende exclusivamente do material utilizado.

Segundo a teoria clássica, para qualquer fonte de excitação haveria uma reação. Desta forma, não haveria uma frequência de corte como mostra o experimento.

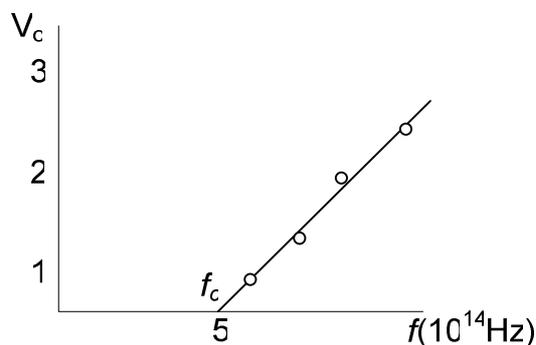


Fig. 2-7 – Medidas de Millikan [5].

Em 1905, Einstein propôs o modelo quântico (fótons), baseado nas idéias de Max Planck. Einstein comprovou a discretização da luz, ou seja, a onda eletromagnética só pode ser gerada para valores discretos de energia como mostra a equação (2.3).

$$E = n \cdot h \cdot f \quad (2.3)$$

Onde n é um valor inteiro e h é a constante de Planck.

Segundo Einstein, a energia é quantizada em forma de “pacotes” denominados fótons. Esta teoria prevê de modo correto que a máxima energia fotoelétrica depende da frequência da luz incidente, e não de sua intensidade.

No efeito fotoelétrico os fótons são absorvidos num processo de interação que resulta na emissão de elétrons. Como há conservação de energia na interação elétron-fóton, quando o elétron é emitido da superfície do metal sua energia cinética é dada por (2.4) [5].

$$T = hf - W \quad (2.4)$$

Onde W é o trabalho necessário para arrancar o elétron do metal.

Sabe-se da teoria clássica, que o *momentum* p de uma onda está relacionado com a energia. Assim obtém-se a equação (2.5).

$$p = \frac{E}{c} \quad (2.5)$$

A velocidade da luz no vácuo é definida por c . Portanto, pode-se expressar (2.6).

$$\vec{p} = \frac{h}{2\pi} \vec{k} \quad (2.6)$$

Deste modo, em uma onda eletromagnética de frequência angular ω e vetor de onda \vec{k} , tanto a energia quanto o *momentum* são quantizados. Isto não prevê uma quantização espacial da onda. Em outras palavras, não há nada que limite a existência de um fóton a uma região finita do espaço.

É possível ter uma onda eletromagnética preenchendo todo o espaço correspondendo a apenas um fóton caracterizando a natureza ondulatória. Entretanto também é possível ter uma onda confinada em uma região limitada, contendo apenas um fóton, definindo uma natureza corpuscular [5].

A expressão (2.5) apresenta o comportamento de partícula-onda do elétron, com *momentum* definido pela frequência, ou seja, pode-se considerar além do comportamento ondulatório a característica corpuscular.

2.3.3 Princípio da Incerteza

A física clássica, que espelha a “realidade física” das impressões sensoriais, aborda partículas e ondas como componentes separados desta realidade. Mas a realidade física que se percebe provém de fenômenos que ocorrem no mundo microscópico dos átomos e moléculas, e nesse mundo não há partículas e nem ondas [6].

Considera-se que o elétron seja definido como partícula, pois o mesmo apresenta massa e carga definida e comportada de acordo com as leis da mecânica clássica. No entanto, há evidências a favor de uma interpretação do elétron como uma manifestação ondulatória.

Uma onda eletromagnética tem características de onda porque apresenta os fenômenos da difração, interferência e polarização. Similarmente, sob outras circunstâncias, as ondas eletromagnéticas comportam-se como se fossem constituídas por fluxos de partículas.

É frente a estes fatos que há necessidade de descrever e expor argumentos consolidados atualmente como a descrição do fenômeno partícula-onda, para que desta forma se possa ter um entendimento claro dos fenômenos que norteiam a luz *laser*.

Como abordado na seção anterior, a radiação eletromagnética é quantizada em energia, adquirido em certas situações comportamento de partícula.

Em 1914, Louis de Broglie, em sua tese de doutorado na Universidade de Paris, propôs a dualidade partícula-onda, sendo que sua teoria lhe valeu o prêmio Nobel de Física em 1929 [1].

A teoria de Louis de Broglie foi comprovada por Davisson, Germer e Thomson em 1927. O experimento utilizado para comprovar a dualidade do elétron consistia em um feixe de elétrons acelerados por um potencial elétrico incidido sobre um cristal. A estrutura deste cristal atua como uma rede de difração, produzindo máximos e mínimos de interferência.

A hipótese de Broglie de que o elétron pode ter comportamento de partícula e de onda foi baseada no conceito, já aceito na época, de que a radiação eletromagnética tem comportamento do tipo partícula. Ele postulou que o elétron tem uma frequência f e um comprimento de onda λ , relacionados com a energia e o *momentum*, exatamente do mesmo modo que para os fótons, assim tem-se por definição (2.7).

$$\lambda = \frac{h}{p} \tag{2.7}$$

Para exemplificar o princípio da incerteza, considera-se um primeiro caso em que um objeto de massa $m = 1\text{kg}$ move-se com uma velocidade $v = 100\text{m/s}$. Resolvendo a equação (2.7) chega-se a um comprimento de onda de $\lambda = 6,6 \cdot 10^{-36}\text{m}$. Portanto, pode-se concluir que o comprimento de onda é muito menor do que a dimensão do objeto, com isso a natureza ondulatória é desprezada.

Em um segundo exemplo pode-se avaliar, considerando agora um elétron com energia cinética $T = 100\text{eV}$, aplicando-se (2.7), obtém-se $\lambda = 1,2 \text{ \AA}$. Desta forma, a natureza ondulatória é evidente, pois o comprimento de onda apresenta dimensões próximas as grandezas do átomo.

O princípio da incerteza foi postulado em 1927 por Heisenberg, e segundo este, não se pode prever de maneira exata o valor da posição do elétron e seu *momentum* simultaneamente. Tudo isto possibilitou a formalização da mecânica quântica.

2.3.4 Processos de Transferência de Energia

Até o presente momento foram apresentados os conceitos básicos e essenciais para o entendimento da formação do *laser*. Neste tópico serão definidos três processos que determinam e caracterizam a formação da luz *laser*: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada.

O processo de absorção de energia é o resultado da ação que ocorre quando o elétron que orbita em um determinado nível de energia é submetido a uma força externa, adquirindo capacidade para sair do estado fundamental para o estado excitado, como mostra a Fig. 2-8.

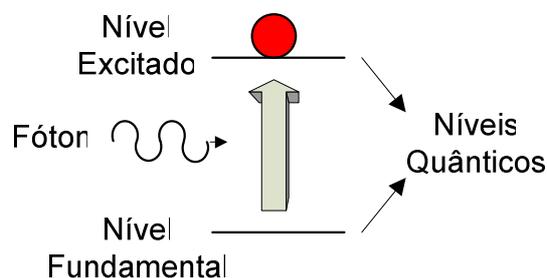


Fig. 2-8 – Processo de absorção.

Enquanto que no processo de emissão de energia o mesmo elétron que anteriormente absorveu o fóton e saltou de nível quântico, agora permanece em um estado instável até o momento em que o mesmo retornar para seu estado fundamental.

É durante esta transição que o elétron emite a energia absorvida. Esta mudança de nível é conhecida como emissão espontânea e está apresentada na Fig. 2-9.

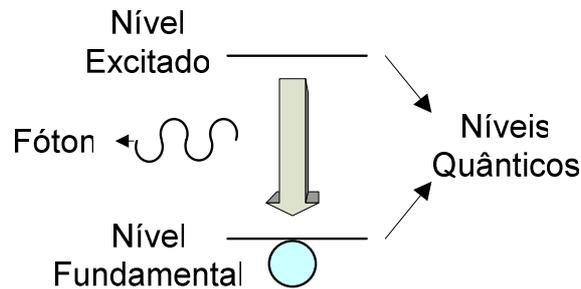


Fig. 2-9 – Processo de emissão espontânea.

Agora será descrito um terceiro processo de transferência de energia, chamado de emissão estimulada. Este processo está representado pela Fig. 2-10.

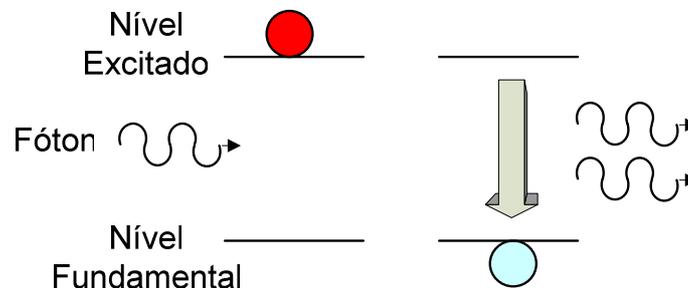


Fig. 2-10 – Processo de emissão estimulada.

Para conceituar a emissão estimulada deve-se considerar o caso em que o elétron está em um estado que não seja o fundamental, ou seja, pode-se dizer que o elétron apresenta a característica de estado excitado.

Este estado permanece durante certo tempo e, dependendo do átomo, pode levar um intervalo de tempo que não é desejável. No entanto, pode-se fazer com que este elétron retorne ao estado fundamental mais rapidamente através de um agente externo, isto é, um fóton.

Quando este fóton entrar em contato com o elétron excitado haverá a estimulação do elétron para o estado de mais baixa energia, emitindo assim o fóton oriundo da mudança de nível juntamente com o fóton que o estimulou, mantendo o princípio da conservação de energia.

Uma consideração muito importante e fundamental para o funcionamento e caracterização da produção do *laser* consiste no processo dos fótons emitidos pelos elétrons possuírem a mesma energia, direção e fase.

Estes dois fótons emitidos irão estimular outro átomo com elétrons em seu estado excitado, provocando a emissão de três fótons com as mesmas características dos

fótons externos (excitantes). Desta forma, ocorre uma série de emissões estimuladas, as quais irão através dos fótons resultantes comporem a luz amplificada com ondas de mesma direção e fase.

2.3.5 Produção da Luz *Laser*

As etapas a seguir descrevem o processo de formação do *laser*, onde os átomos estão confinados em uma ampola com espelhos altamente reflexivos e paralelos entre si.

Na situação *A*, representada na Fig. 2-11, considera-se a existência de um átomo confinado, levando em conta que um dos espelhos reflete 100% e o outro reflete 99% da onda incidida. Este átomo está no estado fundamental e quando submetido à ação de um fóton externo, adquire um estado de excitação. Esta etapa de processo é a absorção de energia.

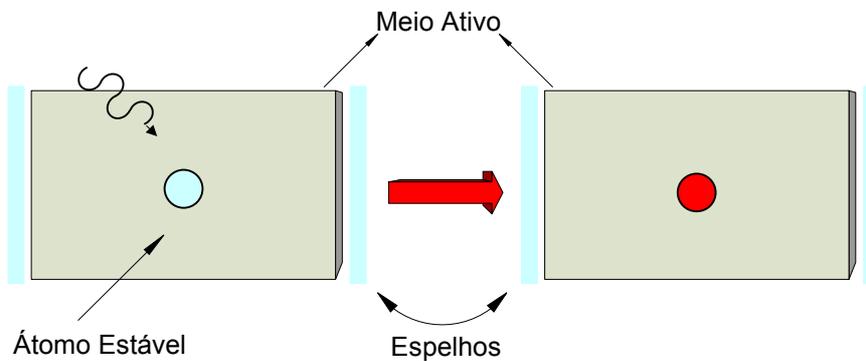


Fig. 2-11 – Situação A.

A Fig. 2-12 descreve a etapa *B*, na qual o átomo anteriormente excitado sofre novamente a ação de outro fóton que eventualmente tem origem na reflexão. Quando este fóton interage com o átomo ocorre a emissão estimulada, ou seja, o elétron retorna para seu nível fundamental, emitindo o fóton que interagiu mais o fóton proveniente da mudança de nível.

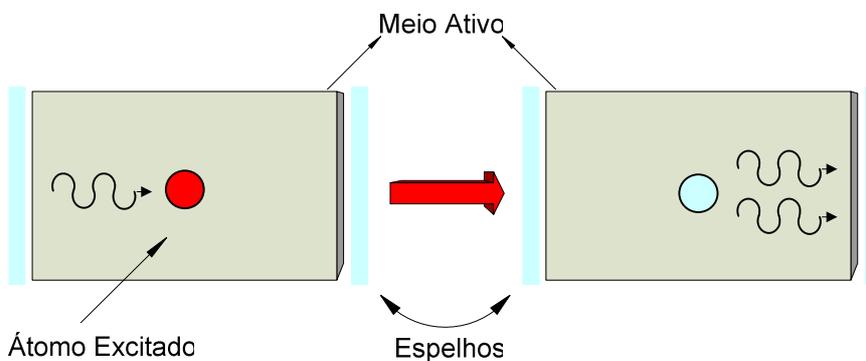


Fig. 2-12 – Situação B.

Com a repetição contínua destas etapas o número de fótons coerentes (mesma fase e direção) cresce tanto que uma parte deles, mais precisamente 1% escapa da região confinada, originando o *laser*. A luz deste feixe é coerente, o que faz com que esta seja estreita, concentrada e monocromática.

Concluído o que foi descrito neste item, para se obter a luz *laser* é necessária uma situação de não-equilíbrio, na qual o número de átomos no estado de energia mais elevado seja maior do que o número de átomos em um nível de energia menor. Essa situação é conhecida pela física como inversão de população [4].

Assim, a taxa de energia irradiada por emissão estimulada pode superar a taxa de energia absorvida, e o sistema passa a funcionar como uma fonte amplificada de irradiação de fótons.

2.3.6 Aspectos Construtivos do Tubo de Descarga

Como visto anteriormente, a energia do fóton emitido está relacionada com o seu comprimento de onda. Deste modo, quando a especificação do projeto exigir que o sistema emita luz com determinado comprimento de onda, deve-se primeiramente escolher um meio ativo onde os átomos apresentem os elétrons, cujo espaçamento entre o nível fundamental e excitado tenha justamente a energia do feixe que se deseja.

Os *lasers* podem ser feitos de materiais sólidos, líquidos ou gasosos que constituirão o meio ativo. Uma forma comum de *laser* sólido, que também foi o primeiro a ser produzido, consiste de um longo cristal de rubi.

A Fig. 2-13 apresenta um esquema simplificado das partes que constituem um *laser*. Observa-se pela figura que há três partes fundamentais: o meio ativo, uma fonte externa e os espelhos [7].

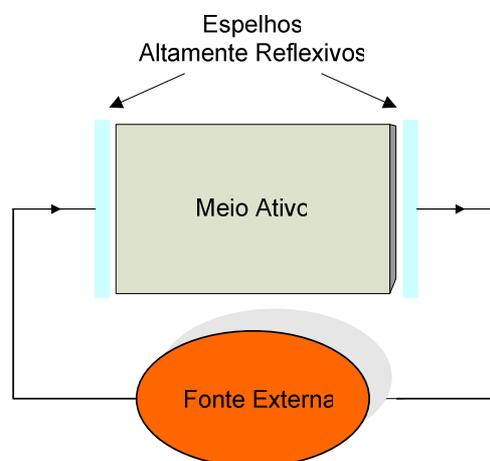


Fig. 2-13 – Esquemático simplificado do *laser*.

Uma condição necessária para se obter o *laser* relaciona-se com o estado dos elétrons, ou seja, estes deverão estar em níveis excitados, do contrário não haverá o desencadeamento do processo de emissão estimulada.

Assim sendo, constata-se que antes de estimular o processo quântico, necessita-se excitar o meio ativo, para que se ter a maioria dos elétrons no estado excitado.

A segunda parte fundamental do *laser* trata da excitação externa, que deve fornecer energia suficiente para que os elétrons possam saltar de nível, elevando o seu estado fundamental para excitado. A fonte externa tem a característica de interfacear a emissão de fótons para obter o estado de valência desejado dos átomos situados no meio ativo.

A terceira parte constituinte do *laser* são os espelhos, que têm a função de refletir os fótons emitidos da cavidade ressonante, estimulando os elétrons do meio ativo. Desta forma, a luz produzida emerge lentamente de um dos espelhos que possui reflexão de 99% [7].

2.3.7 Característica da Luz *Laser*

O objetivo deste tópico é apresentar as principais características que constituem o *laser*. Muitas destas foram anteriormente citadas e estão evidenciadas a seguir:

- A primeira característica que pode ser observada pela Fig. 2-14 relaciona o comprimento de onda do *laser*. A luz emitida é monocromática e depende do meio ativo do sistema. A Fig. 2-14 mostra um comparativo espectral do *laser* com a luz incandescente.



Fig. 2-14 – Espectro do *laser*.

- A segunda característica é a intensidade do feixe luminoso, que diferentemente das fontes de luz convencionais pode ter elevada intensidade. Sua potência pode atingir desde μW a TW .
- O terceiro ponto trata da direção do feixe. Como exposto anteriormente, os espelhos que constituem a cavidade ótica refletem a luz emitida, e apenas 1% emerge do sistema. Esta porcentagem tem a mesma direção e sentido, e conseqüentemente, há pouca dispersão do feixe, situação que é de fundamental importância em determinadas aplicações.
- Uma quarta característica é a coerência do feixe, ou seja, a onda deve ter a mesma fase, direção e sentido para que desta forma se tenha um feixe pontual e monocromático.

2.3.7.1 *Laser Gasoso*

Os *lasers* do tipo gasoso são excitados por uma descarga elétrica no interior de um tubo adequadamente pressurizado que contenha o meio ativo (composto gasoso) e a cavidade ressonante afastada de uma distância que varia entre $5cm$ até $5m$, como mostra a Fig. 2-15. Entre os mais eficientes está o *laser* de CO_2 operando na faixa do infravermelho [7].

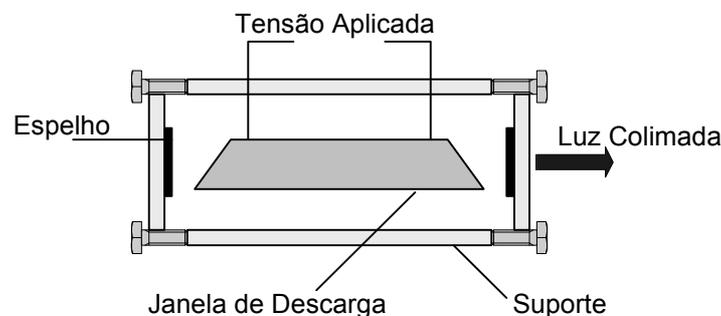


Fig. 2-15 – Estrutura do *laser* gasoso.

Este tipo de *laser* é o utilizado para a implementação do protótipo, no presente caso o meio ativo é do tipo CO_2 (dióxido de carbono).

2.3.7.2 *Laser Semicondutor*

O meio ativo composto de material semicondutor é excitado pela corrente elétrica que flui através da junção $p-n$. Este tipo de estrutura apresenta uma cavidade ressonante da ordem de $200\mu m$. Por ser de baixo custo e de volume reduzido, o *laser*

semicondutor é o mais popular. A Fig. 2-16 representa de forma simplificada o *laser* semicondutor [7].

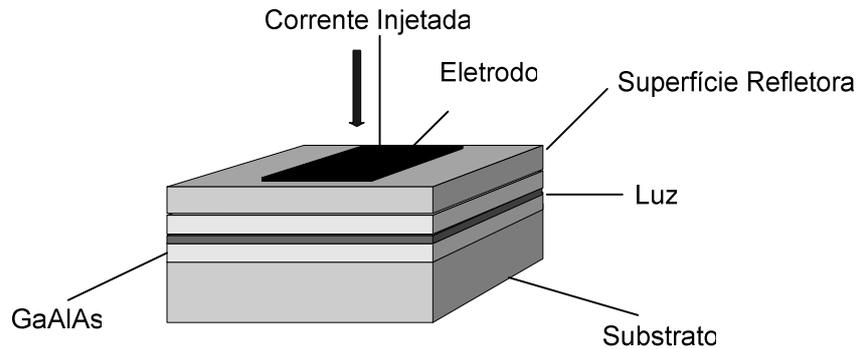


Fig. 2-16 – Estrutura do *laser* semicondutor.

2.3.7.3 Laser Sólido

Os *lasers* de estado sólido são feitos de cristais e vidros isolantes. Esses *lasers* são excitados por lâmpadas. O *laser* de rubi, que foi o primeiro a ser construído, deu lugar a *lasers* sólidos mais eficientes à base de neodímio, como o *laser* de *Nd:YAG* (granada de ítrio e alumínio).

A Fig. 2-17 mostra em detalhes o *laser* de rubi, onde se observa que no momento em que é aplicada uma determinada tensão entre os extremos do tubo de *flash* ocorre a excitação dos elétrons do meio ativo através de uma emissão fotônica.

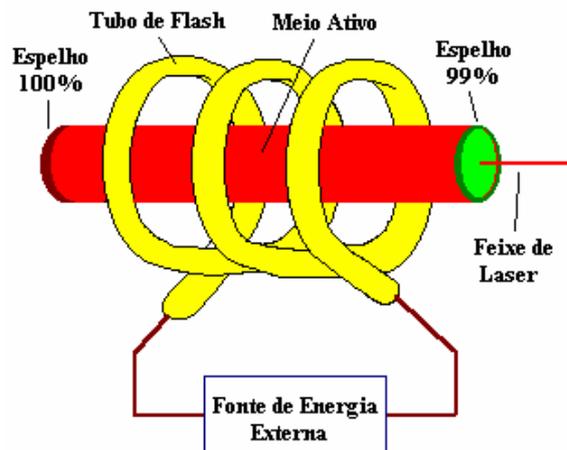


Fig. 2-17 – Estrutura do *laser* sólido.

2.4 *Laser* de Dióxido de Carbono

Este tópico apresenta as características do *laser* de dióxido de carbono que será utilizado para o projeto de uma fonte de excitação do sistema de raio *laser*, mais especificamente o tubo de descarga luminescente modelo *PLX-100*, fabricado pela *Parallax Technology, Inc.* [10].

Primeiramente serão descritas as características técnicas e físicas gerais dos *lasers* de CO_2 , o que possibilitará, para os capítulos seguintes, a aproximação das características elétricas por intermédio de um circuito equivalente e as respectivas simulações.

2.4.1 Características Técnicas do *Laser* de CO_2

O *laser* de dióxido de carbono, gás que constitui o meio ativo como descrito anteriormente, foi inventado em 1964 pelo cientista Kumar Patel no Laboratório de Bell, sendo um dos *lasers* mais utilizados atualmente [8].

A onda emitida pelo *laser* de CO_2 possui um comprimento de onda em torno de 9.4 a 10.6 μm . O gás de enchimento dentro do tubo apresenta os seguintes compostos e pode apresentar variação dependendo da utilização [7]:

- Gás CO_2 (Dióxido de Carbono) em torno de 10 – 20% .
- Gás N_2 (Nitrogênio) com uma porcentagem de 10 – 20% .
- Gás H_2 (Hidrogênio) com baixa porcentagem.
- Gás He (Hélio) com o restante da porcentagem do gás.

A mistura de outros gases ao meio ativo eleva a eficiência do *laser*, auxiliando na pressão de confinamento e na troca de calor. Uma observação a ser feita, diz respeito aos materiais utilizados para a produção do *laser*, tais como o comprimento e forma do tubo, a temperatura do gás e a pressão.

A característica elétrica $I \times V$ da Fig. 2-18 representa as regiões aproximadas de operação do *laser* modelo *PLX-100*, fabricado pela *Parallax Technology, Inc.* utilizado para implementação prática do protótipo.

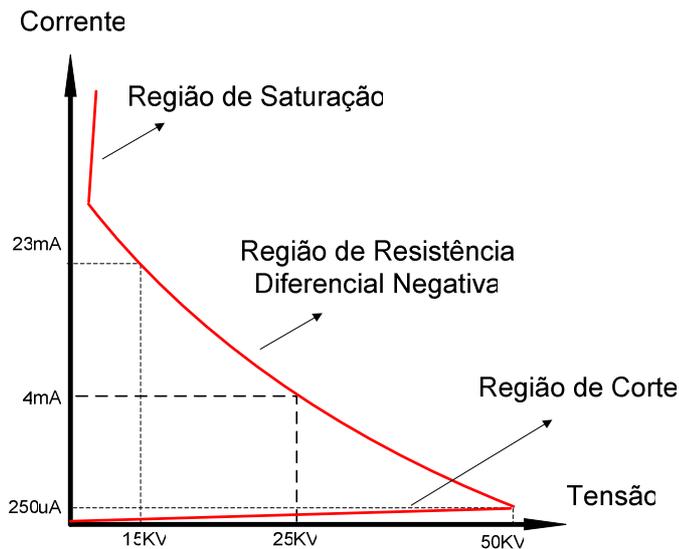


Fig. 2-18 – Característica corrente tensão para o tubo de descarga *PLX* –100.

A Fig. 2-19 mostra as formas características do comportamento da tensão e corrente ao longo do tempo para o *laser* de dióxido de carbono do tipo selado modelo *PLX* –100.

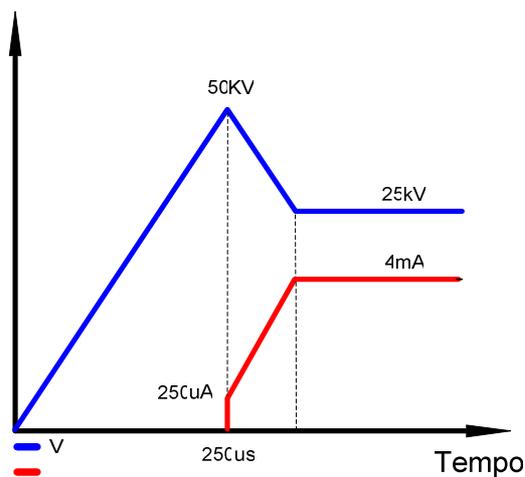


Fig. 2-19 – Característica temporal de tensão e corrente para o tubo de descarga *PLX* –100.

A representação da Fig. 2-18 e Fig. 2-19 são específicas do *laser* *PLX* –100, mas em geral, tais curvas ilustram as características elétricas típicas de um tubo de descarga de dióxido de carbono.

2.4.2 Construção do *Laser* de CO_2

O *laser* de dióxido de carbono opera no infravermelho, sendo deste modo necessário implementar materiais especiais para a confecção do aparelho.

Tipicamente os espelhos refletores são feitos de silício, alumínio, molibdênio, ou revestido com ouro, e em relação às janelas e as lentes a matéria prima utilizada é germânio ou seleneto de zinco [7].

A Fig. 2-20 apresenta os elementos que compõem o tubo do *laser* de CO_2 . Observa-se que o meio ativo é uma mescla de gases cujo principal elemento é o CO_2 [9].

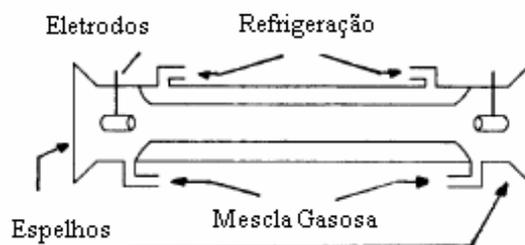


Fig. 2-20 – Constituição física do *laser* [9].

A presença dos eletrodos no tubo de descarga, quando alimentados por uma fonte de tensão, garante a excitação dos elétrons presentes no meio ativo. Este fato desencadeia os processos de emissão estimulada e emissão espontânea dos elétrons, que por sua vez são amplificados pela ação de reflexão dos espelhos.

Os espelhos que compõem o tubo de descarga de CO_2 são compostos que não são necessariamente bons refletores para outros tipos de tubos. Estes espelhos são especialmente fabricados para este tipo de *laser*.

Em geral os espelhos possuem a forma plana ou curvada, e os componentes utilizados no processo de fabricação podem ser [7]:

- Ouro (*Au*)
- Cobre (*Cu*)
- Alumínio (*Al*)
- Molibdênio (*Mo*)
- Compostos Siliconados.

Os materiais utilizados para a refração da luz são compostos em grande parte pelos seguintes materiais [7]:

- Seleneto de Zinco (*ZnSe*)
- Germânio (*Ge*)
- Arseneto de Gálio (*GaAs*)

- Sulfeto de Zinco (ZnS)

O refrigerante utilizado para manter as condições ideais para o funcionamento do *laser* de dióxido de carbono geralmente é a água, sendo esta de fundamental importância para manter a temperatura nas condições ideais de uso do equipamento.

Outro ponto a ser observado é a existência de um sistema de vácuo e um permutador de calor, de modo a permitir que a mistura gasosa tenha as condições ideais de pressão e temperatura, respectivamente.

Há três tipos de *laser* de CO_2 que se diferenciam entre si através do processo de fabricação, seja pelo modo que se dá o fluxo do gás (axial, transversal ou selado) e/ou a mistura gasosa que compõem o meio ativo [7].

2.4.3 Aplicações

As principais aplicações do *laser* de dióxido de carbono são de uso industrial, utilizados principalmente no corte de metais, tecidos, papéis e tratamento de materiais. A seguir serão apresentadas as principais aplicações para as três estruturas mais empregadas nos *lasers* de dióxido de carbono (axial, transversal ou selada).

O *laser* do tipo axial tem como característica funcional o bombeamento da mistura gasosa de uma extremidade para outra. O Hélio (He) e o Nitrogênio (N_2) são adicionados para elevar a eficiência da descarga. A potência de saída produzida por este tipo de *laser* varia entre 40 a 80 Watts por metro, em relação ao comprimento do tubo. Em geral são utilizados no tratamento de materiais [7].

Quando o fluxo de gás tem o sentido transversal ao feixe luminoso, diz-se que este é do tipo transversal. Em virtude do grande espaço ocupado pela cavidade ressonante (meio onde ocorre a reflexão do feixe), a estrutura pode variar de 6kW até 45kW. A qualidade do *laser* resultante é mais apropriada para a soldagem e tratamento de superfícies do que para o corte.

A estrutura do tipo selada utiliza somente o gás confinado dentro do tubo, diferentemente das outras estruturas em que há necessidade de tubos que mantenham a troca constante do gás. O *laser* de CO_2 selado tem uma potência inferior à 100W. Esta estrutura é a utilizada no modelo *PLX-100* da *Parallax Technology, Inc.* existente no *INEP*, Instituto de Eletrônica de Potência.

2.5 Conclusão

Este capítulo apresentou sucintamente uma visão geral dos acontecimentos que envolvem os princípios de funcionamento do raio-*laser*, não se aprofundando nos conceitos da física quântica, uma vez que este não é o objetivo do trabalho.

O segundo capítulo apresenta ainda, os aspectos construtivos do tubo de descarga e as principais características funcionais do *laser* de dióxido de carbono, para que desta forma, o sistema crie as condições necessárias estimulando a ionização do composto ativo e a conseqüente formação do feixe luminoso.

Com as informações fornecidas a respeito do funcionamento físico e estrutural da carga, permite-se a aproximação da mesma por meio de circuitos equivalentes, bem como a especificação de uma estrutura de potência e controle necessários para o funcionamento do raio *laser*. Todos estes conceitos serão devidamente estudados no decorrer desta dissertação.

CAPÍTULO 3

Circuito Equivalente do Tubo de Descarga e Simulações

3.1 Introdução

O principal objetivo deste capítulo é apresentar um circuito equivalente para o tubo de descarga de CO_2 que represente de maneira satisfatória a relação $I \times V$ do *laser*. Esta equivalência é de fundamental importância para caracterizar a descarga do *laser* de CO_2 e possibilitar a validação dos estudos da estrutura de potência e controle através das simulações.

Serão descritos dois circuitos equivalentes com as respectivas simulações utilizando como parâmetro os dados do *laser* PLX-100. O primeiro tem como referência o circuito da Fig. 3-1, proposto em 1965 por Nagata [11]. O segundo circuito utiliza uma fonte de tensão constante e uma fonte de corrente controlada por tensão, em paralelo com uma resistência, como demonstrado na Fig. 3-2.

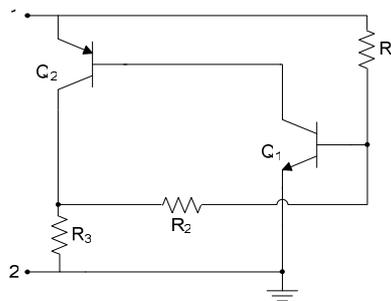


Fig. 3-1 – Primeiro circuito equivalente para o tubo de descarga de CO_2 .

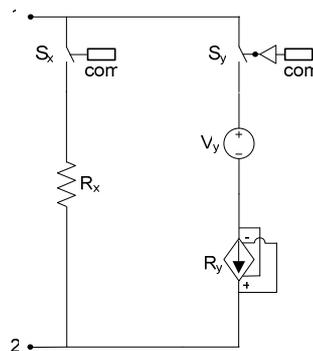


Fig. 3-2 – Segundo circuito equivalente para o tubo de descarga de CO_2 .

Os dois circuitos têm como finalidade emular de forma satisfatória a carga do *laser*, ou seja, espera-se que os mesmos apresentem valores de tensão e corrente coerentes com os parâmetros do *laser* PLX –100, além de simularem as transições de regiões que o tubo de descarga é submetido.

Sabe-se que a característica de descarga do *laser* é tipicamente um sistema com três regiões distintas de operação, como definido na Fig. 2-18. Nos itens 3.2 e 3.3 são descritos o funcionamento dos dois circuitos equivalentes para o tubo de descarga, assim como seus equacionamentos.

O item 3.4 apresenta os resultados de simulação para os respectivos circuitos considerando como parâmetros os dados fornecidos pelo fabricante do *laser* PLX –100.

3.2 Primeiro Circuito Equivalente para o Tubo de Descarga de CO₂

A Fig. 3-1 representa um circuito equivalente capaz de descrever as três regiões de operação em que o *laser* pode atuar. O circuito é constituído por dois transistores, um do tipo *pnp*, outro *nnp* e três resistores, que tem a função de determinar os limites de operação do *laser*.

Este circuito é implementado para a simulação no *software* PSpice. Para facilitar as análises, os componentes são idealizados de forma a simplificar as operações matemáticas.

O circuito proposto apresenta uma primeira região definida como corte, uma segunda região conhecida como ativa e a terceira chamada de saturação. Estas regiões levam em conta o tipo de polarização a que os transistores estão submetidos. A simulação deste circuito possibilita a representação correta das três regiões de operação do modelo de carga como apresentado na Fig. 2-18.

3.2.1 Região de Corte

A região de corte é caracterizada por uma região de resistência positiva e durante esta etapa do processo os transistores Q_1 e Q_2 estão na região de corte, resultando no circuito equivalente da Fig. 3-3.

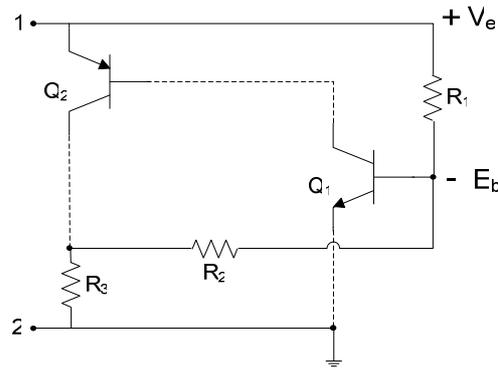


Fig. 3-3 – Representação do circuito da região de corte.

De acordo com a Fig. 3-3, os transistores não estão polarizados, portanto definindo a região de corte. A Fig. 3-4 representa o circuito equivalente para esta região de operação, onde R_y é a soma das resistências R_1 , R_2 e R_3 .

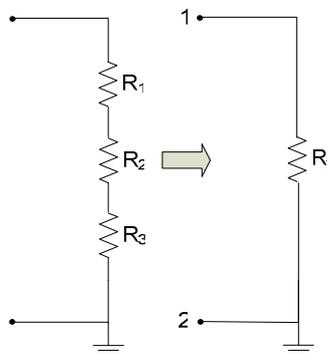


Fig. 3-4 – Circuito equivalente.

O que define a característica de corte dos transistores é o fato de que as duas junções de cada transistor encontram-se polarizadas reversamente. Desta forma, para o transistor *npn*, por exemplo, as junções coletor base e emissor base estão com tensões reversas.

A resistência equivalente para o circuito da Fig. 3-4 é definida pela equação (3.1).

$$R_y = R_1 + R_2 + R_3 \quad (3.1)$$

Considerando a seguinte condição definida por (3.2).

$$R_2 = n \cdot R_3 \quad (3.2)$$

Onde n é um número inteiro positivo. Substituindo (3.2) em (3.1), tem-se a resistência equivalente definida pela expressão (3.3).

$$R_y = R_1 + R_3(n+1) \quad (3.3)$$

Desta forma, a relação tensão corrente entre os terminais do circuito equivalente da Fig. 3-4 está definida pela equação (3.4).

$$V = I \cdot R_y \quad (3.4)$$

A expressão (3.4) comprova que a região 1 apresenta uma característica de resistência positiva, satisfazendo assim a característica física da região definida na Fig. 2-18.

Da Fig. 3-3 pode-se afirmar a condição (3.5) que representa a soma das correntes para a região de corte da estrutura.

$$\frac{V_e - E_b}{R_1} = \frac{E_b}{R_3(n+1)} \quad (3.5)$$

Onde E_b é a tensão de base de Q_1 e a diferença entre V_e e E_b determina a tensão nos terminais de R_1 . A equação (3.6) determina o limite das regiões e o parâmetro da tensão de ruptura do gás.

$$V_e = \frac{E_b (R_1 + (n+1) \cdot R_3)}{(n+1) \cdot R_3} \quad (3.6)$$

3.2.2 Região de Resistência Diferencial Negativa

A região ativa é caracterizada pela polarização direta da junção emissor base e reversa da junção coletor base. As análises são efetuadas considerando os transistores idealizados.

O ponto que limita as regiões de corte e ativa está definida pela expressão (3.5). Quando a tensão na base do transistor de Q_1 for aproximadamente $E_b = 0.6V$, a estrutura entra na região ativa, determinando a excitação do meio ativo. Através da segunda região inicia-se o processo que motiva fisicamente as emissões espontâneas e estimuladas mencionadas anteriormente para o acionamento do *laser* [11].

A Fig. 3-5 apresenta o circuito equivalente para a região ativa. Observa-se que os transistores no modelo idealizado podem ser aproximados por uma fonte de corrente. Esta afirmação pode ser considerada, uma vez que a fonte de corrente independe da

tensão de coletor, desde que a junção coletor base mantenha-se reversamente polarizada [12].

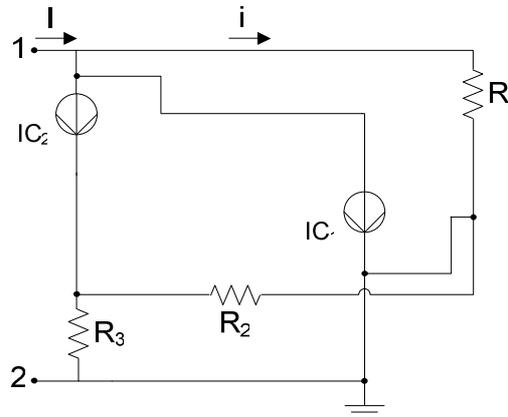


Fig. 3-5 – Circuito equivalente para a região 2.

De acordo com a Fig. 3-5, considerando que a tensão base emissor seja zero, conclui-se que a tensão nos terminais de carga da estrutura fica definida pela equação (3.7).

$$V_{R_1} = R_1 \cdot i \quad (3.7)$$

Se as tensões base emissor de Q_1 e Q_2 forem consideradas nulas, pode-se afirmar a seguinte condição expressa por (3.8).

$$I = i + i_{C_2} \quad (3.8)$$

A malha de tensão da Fig. 3-5 resulta na equação (3.9).

$$V_{1,2} = V_{R_1} + V_{R_2} + V_{R_3} \quad (3.9)$$

Sabe-se que a tensão entre os terminais da carga é igual a tensão sobre o resistor R_1 , definido em (3.10).

$$V_{R_1} = V_{1,2} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.7) em (3.9), obtém-se (3.11).

$$\begin{aligned} V_{R_2} &= -V_{R_3} \\ i \cdot R_2 &= -R_3 \cdot (i + i_{C_2}) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Assim, obtém-se (3.12).

$$i_{c_2} = -i \cdot (n+1) \quad (3.12)$$

Substituindo (3.12) na expressão (3.8), obtém-se a relação (3.13) entre as correntes I e i , apresentadas na Fig. 3-5.

$$i = -\frac{I}{n} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.13) em (3.7), tem-se (3.14).

$$\frac{V}{I} = -\frac{R_1}{n} \quad (3.14)$$

A equação (3.14) define a região de resistência diferencial negativa da estrutura do *laser*, atendendo as características de tensão e corrente apresentadas na Fig. 2-18.

3.2.3 Região de Saturação

A saturação dos transistores ocorre quando a corrente exigida pelo coletor for maior do que o circuito pode fornecer, ocasionando a polarização direta da junção coletor base [12].

Em uma primeira análise, considera-se que o circuito da Fig. 3-6 esteja na região ativa de operação do transistor, logo a corrente de base é dada por (3.15).

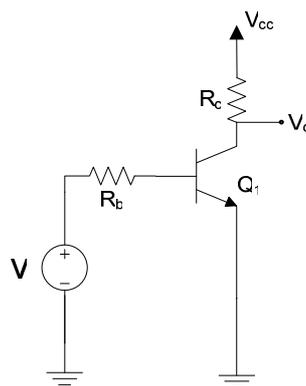


Fig. 3-6 – Circuito ilustrativo para análise da região de saturação.

$$i_b = \frac{V_i - V_b}{R_b} \quad (3.15)$$

A corrente do coletor definida em (3.16) e (3.17) determina a tensão do coletor. Estas equações, considerando o modo ativo, são utilizadas para definir em que estado o transistor está operando. Parte-se inicialmente destas equações.

$$i_c = \beta \cdot i_b \quad (3.16)$$

Onde β representa o ganho ativo do transistor.

$$V_c = V_{cc} - R_c \cdot i_c \quad (3.17)$$

Se a tensão de coletor diminuir a um valor inferior a tensão de base, o transistor passa a operar no modo saturado. Da mesma forma, um aumento da tensão V_i implica em um aumento da corrente de base, que por sua vez e através de (3.16) pode-se verificar um incremento da corrente do coletor. Este aumento de i_c leva a uma diminuição da tensão de coletor ocasionando novamente a saturação.

A máxima corrente que o coletor pode drenar é dada pela expressão (3.18).

$$\overline{I_c} = \frac{V_{cc} - V_b}{R_c} \quad (3.18)$$

Onde,

$$\overline{I_b} = \frac{\overline{I_c}}{\beta} \quad (3.19)$$

Se a corrente de base exceder $\overline{I_b}$, a tensão do coletor cairá para um valor inferior a de base. Assim, a junção coletor base conduzirá e a tensão de coletor será grampeada em cerca de meio volt abaixo da tensão de base. Esta situação é conhecida como saturação, visto que qualquer aumento da corrente de base implica em um aumento muito pequeno da corrente do coletor, impedindo a utilização da relação (3.16).

Na região de saturação a tensão entre a junção coletor emissor é de aproximadamente $0.2V$. Portanto, a tensão nos terminais da carga do *laser* pode ser definida pela expressão (3.20).

$$V_{1,2} = V_{EB2SAT} + V_{CE1SAT} \quad (3.20)$$

De acordo com a expressão (3.20), um aumento da corrente na entrada da carga resulta na tensão $V_{1,2}$.

Através das características de tensão e corrente apresentadas no catálogo do fabricante do *laser PLX –100* determinam-se os valores para os resistores da Fig. 3-1.

Os parâmetros para o *laser PLX –100* são os seguintes [10]:

- *Laser* do tipo selado
- Tensão de excitação $\rightarrow 50\text{ kV}$
- Máxima potência de saída $\rightarrow 100\text{ W}$
- Variação de corrente $\rightarrow 0$ a 25 mA

A partir da tensão de excitação especificam-se os valores para os resistores R_1 , R_2 e R_3 .

Arbitrando $R_3 = 100\Omega$ e $n = 5$, tem-se em (3.21) o valor de R_2 .

$$R_2 = 500\Omega \quad (3.21)$$

Considerando a tensão E_b igual a 0.6 V e com a equação (3.22), obtém-se o valor do resistor R_1 , onde $V_e = 50\text{ kV}$.

$$R_1 = \frac{V_e \cdot R_3 \cdot (n+1) - E_b \cdot R_3 \cdot (n+1)}{E_b} \quad (3.22)$$

Assim, o valor do resistor R_1 está definido em (3.23).

$$R_1 = 50\text{ M}\Omega \quad (3.23)$$

Desse modo, a expressão (3.24) representa os valores obtidos dos componentes que possibilitam simular o modelo proposto para o *laser*.

$$\begin{aligned} R_1 &= 50\text{ M}\Omega \\ R_2 &= 500\Omega \\ R_3 &= 100\Omega \end{aligned} \quad (3.24)$$

Os resultados da simulação para o primeiro circuito proposto para o tubo de descarga de CO_2 estão apresentados no item 3.4.

3.3 Segundo Circuito Equivalente para o Tubo de Descarga de CO_2

O segundo circuito equivalente proposto se baseia no esquemático apresentado na Fig. 3-2. Sabe-se que a curva típica do *laser* apresenta duas regiões de grande interesse, em um primeiro estágio a característica de resistência positiva é predominante enquanto que a operação típica do *laser* apresenta uma resistência diferencial negativa. As duas regiões respectivamente ilustradas na Fig. 3-7 como região 1 e região 2 são representações aproximadas do comportamento da tensão e da corrente do tubo de descarga.

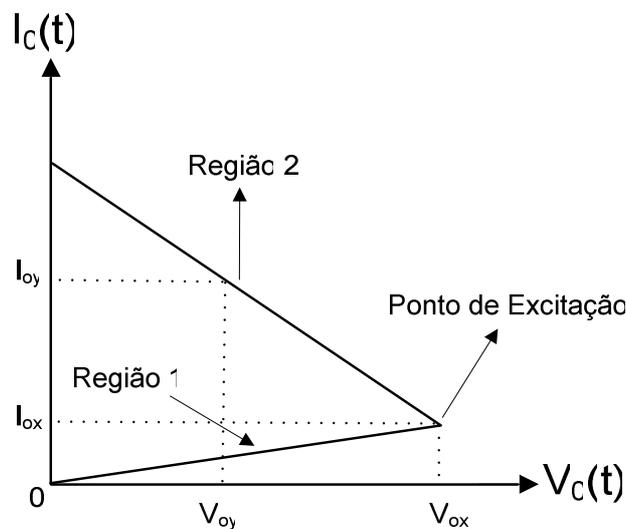


Fig. 3-7 – Característica da corrente e tensão do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2.

A Fig. 3-7 define claramente o ponto de excitação que limita as duas regiões de operação do *laser*. A primeira apresenta uma alta resistência definida no circuito da Fig. 3-2 por R_x . Esta região é o primeiro estágio que representa a característica do tubo de descarga até que a tensão entre os terminais do tubo alcance a ionização completa do composto ativo.

Já a segunda região pode ser obtida por meio de uma fonte de tensão e uma fonte de corrente controlada por tensão que originam a característica de resistência diferencial negativa. Esta região compreende a faixa de operação do tubo de descarga de CO_2 , uma vez atingida a tensão de excitação.

O funcionamento do circuito da Fig. 3-2 que determina o modelo aproximado da curva típica do *laser* se deve à comutação entre as regiões 1 e 2, realizada com auxílio de interruptores virtuais definidas por S_x e S_y . Esta última quando acionada representa a característica de carga da região 2.

Uma consideração feita para a primeira região leva em conta a corrente I_{0x} que define o ponto de excitação do *laser*. Esta corrente será arbitrada para fins de simulação em 1% da máxima corrente ($25mA$).

Com os devidos esclarecimentos apresentados e através dos dados fornecidos pelo fabricante do *laser* PLX –100 é possível obter os parâmetros do circuito da Fig. 3-2, bem como a simulação do mesmo através do *software* PSIM.

Em (3.25) estão definidas as características para a região de resistência positiva, onde V_{0x} representa a tensão de ruptura do composto ativo presente no tubo de descarga.

$$\begin{cases} V_{0x} = 50kV \\ I_{0x} = 250\mu A \end{cases} \quad (3.25)$$

Logo, define-se a partir das condições especificadas o resistor R_x através de (3.26).

$$\begin{aligned} V_{0x} &= I_{0x} \cdot R_x \\ R_x &= \frac{V_{0x}}{I_{0x}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Assim, a resistência R_x fica determinada por (3.27).

$$R_x = 200M\Omega \quad (3.27)$$

Com os parâmetros do *laser* definidos através dos dados do catálogo [10], têm-se em (3.28).

$$\begin{cases} V_{0x} = 50kV \\ I_{0x} = 250\mu A \\ V_{0y} = 18kV \\ I_{0y} = 23mA \end{cases} \quad (3.28)$$

Onde a tensão nos terminais do circuito equivalente, quando este estiver operando na região de resistência diferencial negativa, é dada pela equação (3.29).

$$V_0 = V_y + R_y \cdot I_0 \quad (3.29)$$

Manipulando as variáveis de (3.28) e substituindo em (3.29), chega-se ao valor para a resistência diferencial negativa definido em (3.30).

$$R_y = -1,407M\Omega \quad (3.30)$$

A tensão V_y que define juntamente com R_y a reta da região 2 está apresentada em (3.31).

$$V_y = 50,351kV \quad (3.31)$$

O intuito de se obter uma curva aproximada para o tubo de raio *laser* é a possibilidade de junto a característica de saída, avaliar as condições de operação do conversor operando com determinado ganho de tensão, razão cíclica de operação e frequência de comutação. O próximo item apresenta as simulações para os dois circuitos equivalentes apresentados, respectivamente nos itens 3.2 e 3.3.

3.4 Simulações dos Circuitos Equivalentes Propostos

O objetivo deste tópico é verificar através do circuito da Fig. 3-8 a resposta ao longo do tempo para as formas de onda de corrente e tensão aplicadas aos terminais do *laser* proposto pelos circuitos equivalentes da Fig. 3-1 e Fig. 3-2, considerando os parâmetros do *laser* modelo *PLX -100*.

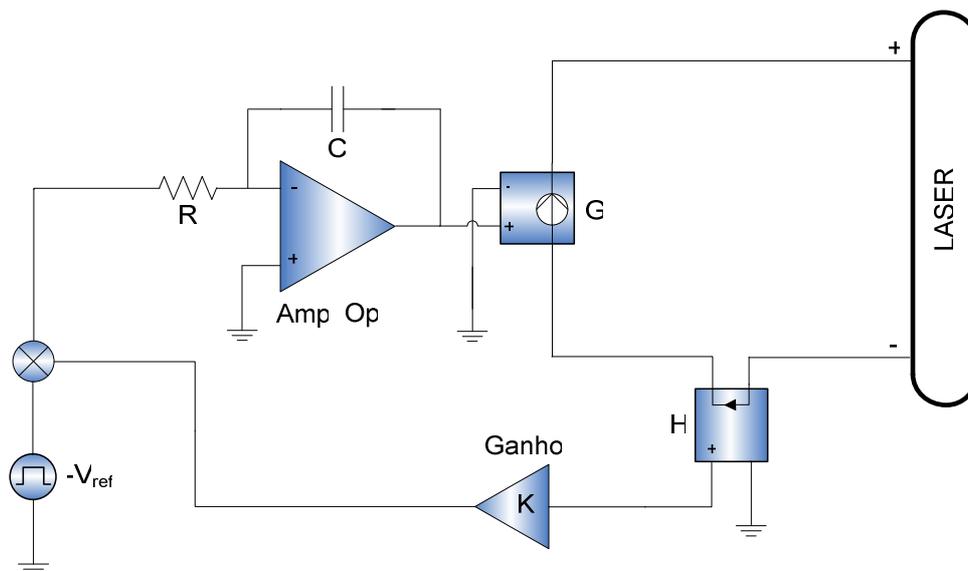


Fig. 3-8 – Esquemático do sistema realimentado para simulação dos circuitos equivalentes propostos na Fig. 3-1 e Fig. 3-2.

A Fig. 3-8 representa a estrutura para a simulação cujo monitoramento da corrente de carga é obtido através de um sensor de corrente (H). O sinal de tensão obtido pelo sensor de corrente é comparado com uma tensão de referência, resultando em uma tensão de erro que por sua vez é aplicada ao circuito de controle.

O sinal do sensor de corrente é somado a uma referência de tensão negativa, e o resultado desta soma é aplicado na porta inversora do *ampop*, integrando o sinal e resultando na tensão de controle.

O sinal de controle quando multiplicado pelo ganho do sensor G , resulta em uma corrente que circula através da carga. A seguir são descritos os blocos que constituem a Fig. 3-8.

3.4.1.1 Tubo de Descarga de CO_2

Como apresentado nos tópicos anteriores, as características elétricas do *laser* são representadas pelo circuito proposto por Nagata [11] e através do circuito equivalente representado na Fig. 3-2. Conforme verificado na Fig. 3-1, as três regiões em que o *laser* pode atuar estão bem definidas com a máxima tensão de $50kV$.

Os valores obtidos para os elementos que constituem os dois circuitos são simulados com o objetivo de validar as curvas típicas do tubo de descarga. Os parâmetros para a simulação se baseiam nos dados anteriormente especificados para o tubo de descarga de CO_2 modelo *PLX-100*.

Com os componentes constituintes dos dois circuitos aproximados e com auxílio dos *softwares* de simulação PSpice e PSIM podem-se validar os estudos realizados para os mesmos.

3.4.1.2 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação é representada no esquemático da Fig. 3-8 como uma fonte de corrente, uma vez que em termos de controle não há instabilidade.

Se a carga for alimentada por uma fonte de tensão, o sistema de controle dependendo do ponto de operação poderá se tornar instável, pois para uma mesma tensão pode haver duas correntes distintas, como observado na Fig. 2-18.

A corrente que circula pela carga é o resultado da conversão do sinal de tensão gerado na saída do controlador multiplicado pelo ganho do sensor G , como mostra a Fig. 3-8.

3.4.1.3 Sensor de Corrente

A corrente que circula pela carga é monitorada através de um sensor de corrente com característica de fonte de tensão controlada. Esta tensão é obtida pela corrente circulante multiplicada por um ganho.

O ganho K_I é definido pela expressão (3.32)

$$K_I = \frac{V_{ref}}{I_o} \quad (3.32)$$

Onde V_{ref} é a tensão de referência com valor estipulado em $5V$, enquanto que I_o é a corrente que circula através da carga e do sensor.

A corrente I_o é fixada em um ponto qualquer da região de resistência diferencial negativa. Para esta simulação, a corrente foi arbitrada em um valor de $4mA$ e desta forma, a ação de controle faz com que a corrente imposta nos terminais de carga siga a referência de tensão.

Assim, tem-se o ganho do sensor definido pela expressão (3.33).

$$K_I = 200 \quad (3.33)$$

3.4.1.4 Sensor de Tensão

O sensor de tensão está representado no circuito da Fig. 3-8 como o bloco G , sendo a entrada em tensão e a saída em corrente. Este sensor simula em uma representação simplificada o conversor, onde o sinal de controle atua sobre as chaves estáticas.

O ganho do sensor de tensão é definido pela expressão (3.34).

$$K_V = \frac{I_{o\max}}{V_{ref}} \quad (3.34)$$

Sabe-se que para o modelo de *laser* $PLX - 100$ a corrente pode variar de $0mA$ até $25mA$.

Assim, tem-se o ganho de tensão definido por (3.35).

$$K_V = 0,005 \quad (3.35)$$

O sinal de saída do controlador é multiplicado pelo ganho K_V gerando a corrente de entrada do *laser*. Esta corrente, por sua vez, atua sobre a estrutura dos circuitos equivalentes propostos na Fig. 3-1 e na Fig. 3-2, representando através das simulações a característica de tensão e corrente para o *laser*.

3.4.1.5 Controle

A estratégia de controle utilizada é uma estrutura do tipo proporcional e integral, como mostra a Fig. 3-9.

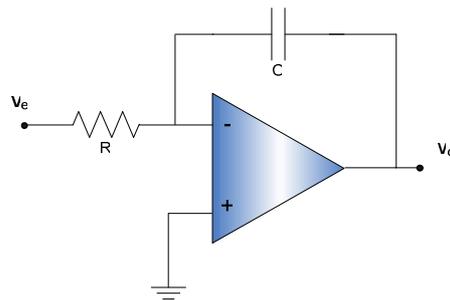


Fig. 3-9 – Circuito do controlador.

O sinal de erro definido na Fig. 3-9 como v_e é obtido pela diferença entre a tensão proveniente do sensor de corrente e a tensão de referência. A tensão de controle v_c é o resultado da integração de v_e que por sua vez é aplicada na entrada do sensor de tensão definido na Fig. 3-8 como o bloco G .

3.4.1.6 Sistema Realimentado

Através do circuito de simulação pode-se representar a planta do sistema em um diagrama de bloco como mostra a Fig. 3-10, onde $G(s)$ é definido em (3.36).

$$G(s) = K_v(s) \cdot K_i(s) \cdot H(s) \quad (3.36)$$

Sendo $H(s)$ a função de transferência do controlador integral como representado na equação (3.37).

$$H(s) = -\frac{1}{s \cdot C \cdot R} \quad (3.37)$$

Sabendo que o ganho da fonte de corrente controlada por tensão é K_V e o ganho da fonte de tensão controlada por corrente é definido como K_I , as referidas fontes estão representadas na Fig. 3-8 como os blocos G e H .

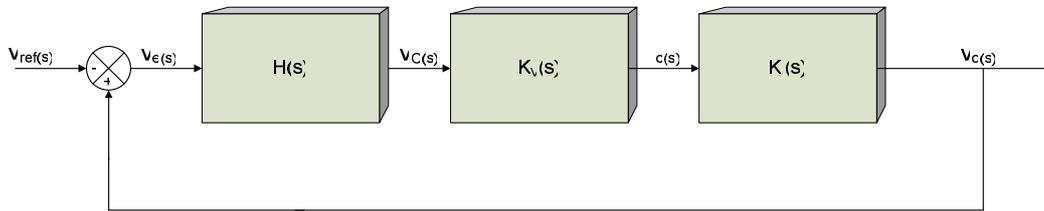


Fig. 3-10 – Diagrama de blocos do sistema realimentado.

Considerando que:

$$v_e(s) = v_o(s) - v_{ref}(s) \quad (3.38)$$

Desta forma, obtém-se a equação (3.39) para o sistema realimentado.

$$\frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{G(s)}{1 - G(s)} \quad (3.39)$$

Aplicando-se uma tensão de referência constante com ganho K e substituindo as variáveis do sistema, obtém em (3.40) e (3.41) a função de transferência da estrutura e a resposta da tensão de saída ao longo do tempo, respectivamente.

$$v_o(s) = \frac{K_V \cdot K_I}{C \cdot R} \cdot \frac{1}{s \cdot \left(s + \frac{K_V \cdot K_I}{C \cdot R} \right)} \quad (3.40)$$

$$v_o(t) = K - K \cdot e^{-\frac{K_V \cdot K_I \cdot t}{C \cdot R}} \quad (3.41)$$

Os valores do resistor e do capacitor na malha de corrente são respectivamente $10k\Omega$ e $20nF$, definindo uma constante de tempo de $200\mu s$. Já os ganhos K_V e K_I são respectivamente 0,005 e 200.

Para comprovar a validade do modelo indicado na Fig. 3-1 e as equações apresentadas para o mesmo, utilizou-se o *software* de simulação PSpice.

A Fig. 3-11 apresenta a característica da tensão e corrente do circuito equivalente proposto por Nagata [11], considerando os parâmetros do *laser* utilizados para a implementação do protótipo.

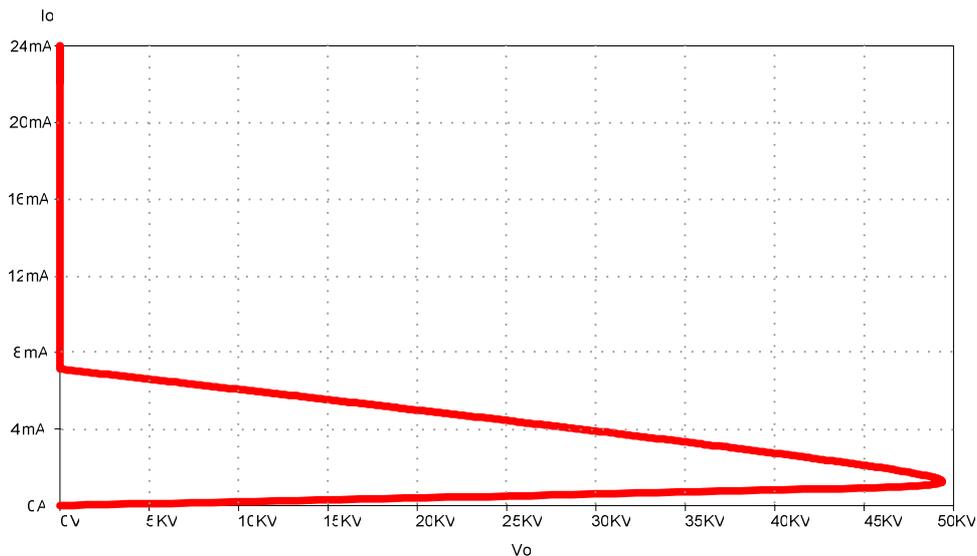


Fig. 3-11 - Característica $I_o \times V_o$ do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1.

Verificam-se na Fig. 3-11 as três regiões de operação do *laser*. Portanto, o primeiro circuito equivalente para o *laser* corresponde aos requisitos pré-estabelecidos.

A Fig. 3-12 apresenta a corrente e a tensão aplicadas à carga. Observa-se que a tensão ao longo do tempo atinge o seu máximo em 50 kV excitando o *laser* e estabilizando-se em 29 kV para uma corrente de 4 mA . Através destas considerações comprova-se que o controle atuou de forma a estabelecer na carga os valores de tensão e corrente exigidos.

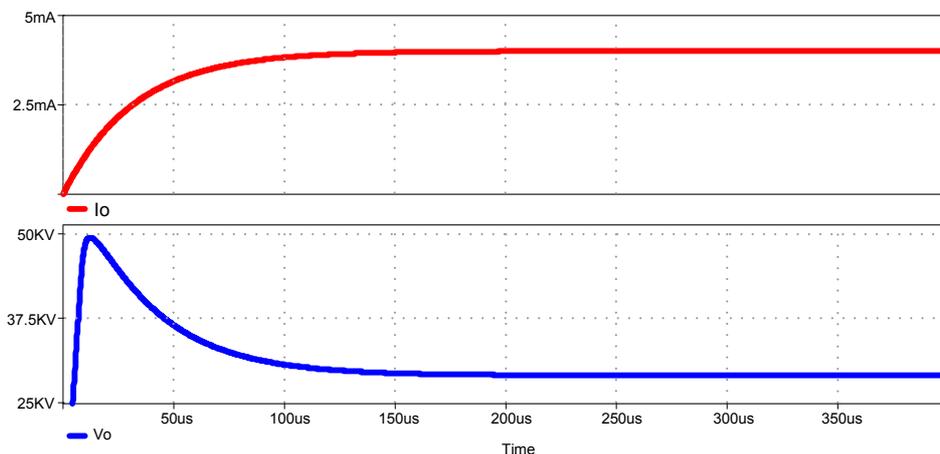


Fig. 3-12 – Tensão e corrente nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1.

A Fig. 3-13 apresenta a variação da tensão e corrente aplicados ao *laser*. Percebe-se que o *laser* opera na região de resistência diferencial negativa, pois, para uma variação da tensão de referência de 1 V , verifica-se que corrente diminui para $3,2\text{ mA}$ e a tensão de carga estabiliza-se em 36 kV , aumentando a grandeza em relação ao valor anterior.

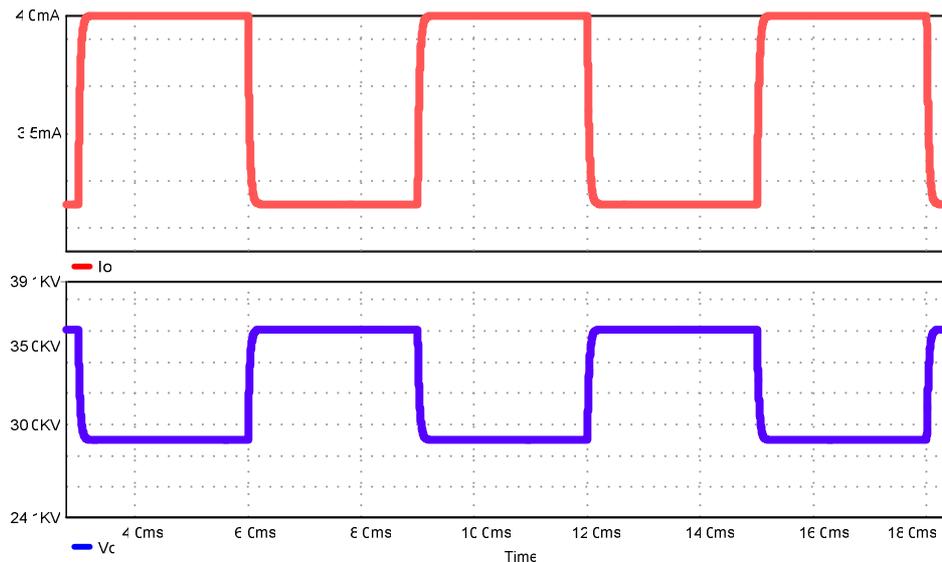


Fig. 3-13 – Variação da tensão e corrente nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1.

A Fig. 3-14 mostra com detalhe a variação que a corrente e tensão estão submetidas para um degrau de referência.

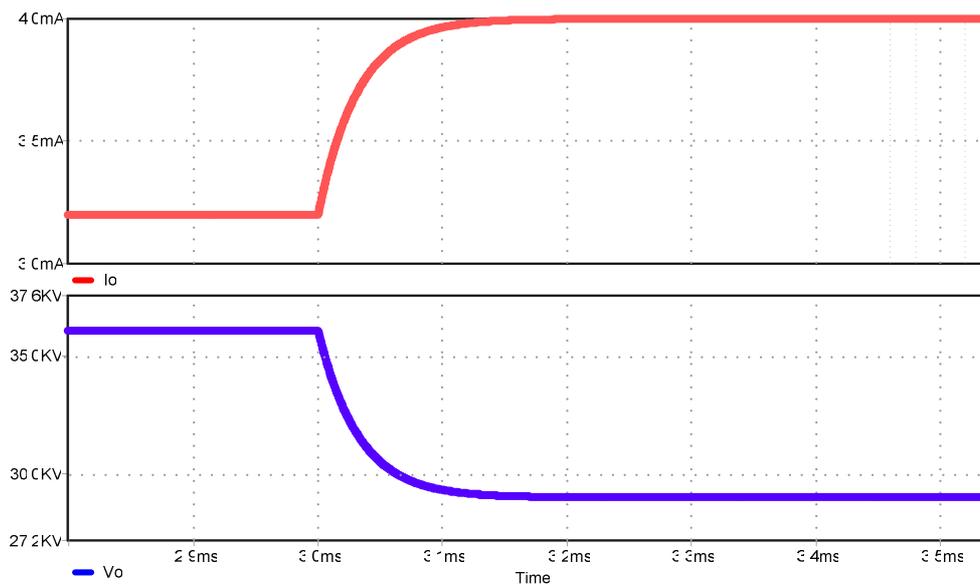


Fig. 3-14 – Detalhe da variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-1.

A Fig. 3-13 e a Fig. 3-14 representam claramente a característica de resistência diferencial negativa imposta pela carga. Desta forma, um aumento do sinal de referência implica em uma diminuição do sinal de erro que, por sua vez, faz com que a corrente que alimenta a carga diminua.

A diminuição da corrente de carga faz com que a tensão vista nos terminais da carga do *laser* seja maior, como se pode verificar nitidamente na Fig. 3-13.

Os resultados apresentados nas simulações do primeiro circuito equivalente para o tubo de descarga proposto na Fig. 3-1 validam o funcionamento de tal estrutura e adaptam as características típicas de tensão e corrente.

A Fig. 3-2 representa o circuito para emular as duas regiões de resistência. A primeira região é definida pela resistência R_x , enquanto que V_y e a fonte controlada de corrente caracteriza a segunda região da estrutura. A utilização da fonte de corrente controlada por tensão com o ganho ajustado em função de R_y representa a inclinação da reta para a etapa de resistência diferencial negativa.

As regiões que interessam para o modelo de carga do *laser* é a de resistência positiva quando S_x encontra-se habilitada e de resistência diferencial negativa quando S_y atuar de forma complementar a S_x . No momento da excitação, para efeitos de simulação, a carga sofrerá uma comutação virtual para a resistência diferencial negativa, uma vez que o modelo de controle de potência do feixe luminoso se dará nesta região.

O circuito da Fig. 3-2 apresenta o modelo do *laser* utilizado para simulação no *software* PSIM. Assim, durante a partida do mesmo, considera-se que a carga vista pelo conversor seja praticamente um circuito aberto e a região de controle do feixe definido pela resistência diferencial negativa.

Para validar o estudo realizado através do segundo modelo faz-se necessária a comprovação das equações e das variáveis através da simulação. Com auxílio do *software* PSIM e dos valores previamente determinados verifica-se a eficácia do circuito da Fig. 3-2. A Fig. 3-15 apresenta a curva obtida através da simulação do segundo circuito proposto pela Fig. 3-2. É possível observar que as retas seguem as características predominantes do *laser*.

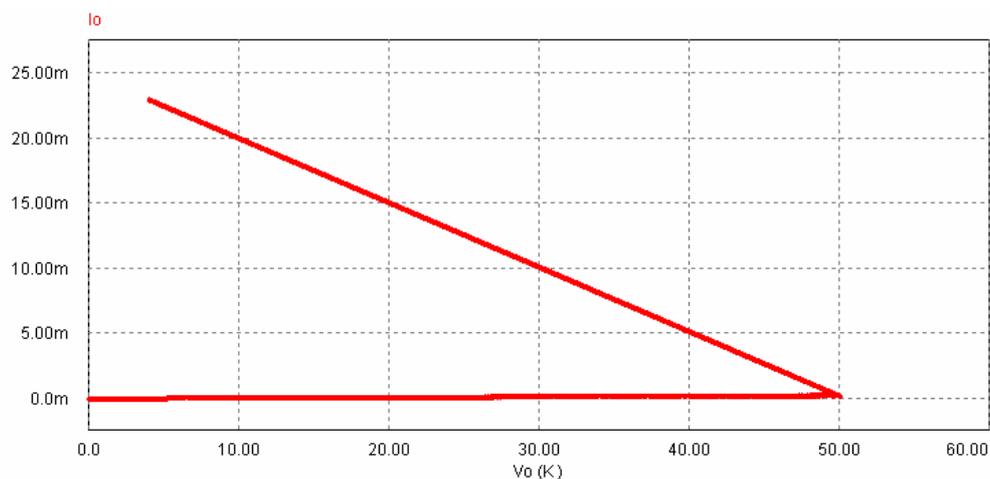


Fig. 3-15 – Característica $I_o \times V_o$ do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2.

A Fig. 3-16 e a Fig. 3-17 apresentam respectivamente a variação da corrente e tensão nos terminais do segundo circuito proposto e o detalhe para um degrau na referência de controle.

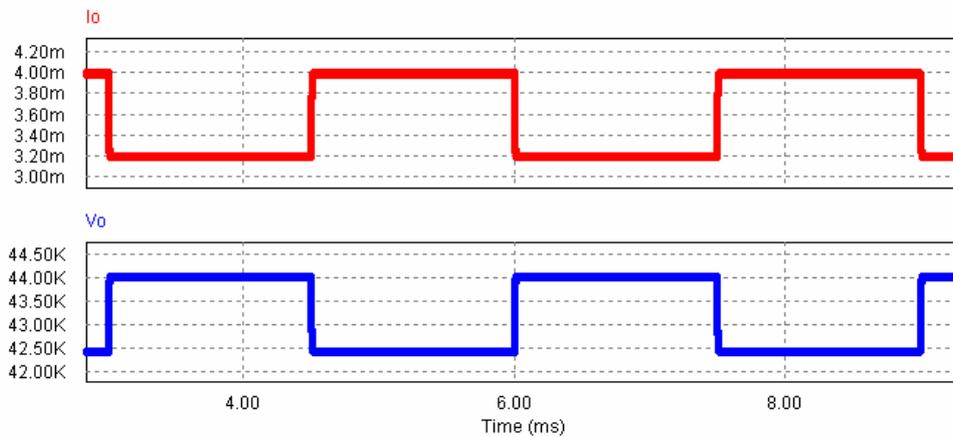


Fig. 3-16 – Variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2.

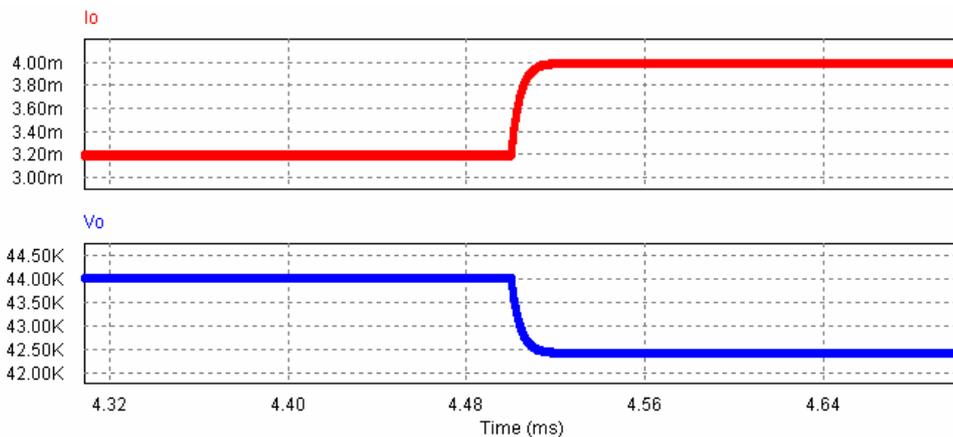


Fig. 3-17 – Detalhe da variação da corrente e tensão nos terminais do circuito equivalente proposto na Fig. 3-2.

Os dois circuitos equivalentes apresentam para uma mesma ação de controle, valores diferentes de tensão para uma mesma corrente. Isto se deve a aproximação dos circuitos propostos na Fig. 3-1 e Fig. 3-2.

Para o funcionamento adequado do *laser* o fator preponderante é o ponto de excitação, ou seja, no momento em que a tensão aplicada aos terminais da carga for igual a $50kV$. Esta tensão é alcançada se a característica de saída do conversor envolver a curva de carga, como será abordado no capítulo seguinte.

3.5 Conclusão

O capítulo três apresentou de forma detalhada e comprovada, por meio de simulação, dois circuitos equivalentes para a implementação da característica típica do

laser. Um primeiro utilizando transistores e resistores e um segundo utilizando fontes controladas e resistores.

Estes modelos são utilizados para a simulação numérica dos parâmetros do *laser* *PLX –100*, da *Parallax Technology, Inc.*. Os circuitos podem ser adequados para qualquer tipo de *laser*, respeitando obviamente as expressões obtidas para cada estrutura.

Com os parâmetros de tensão e corrente do *laser*, pode-se por meio das equações deduzidas anteriormente obter os valores dos elementos do circuito da Fig. 3-1. Da mesma forma, permite a determinação dos parâmetros que envolvem os elementos do circuito da Fig. 3-2.

Por fim, apresentam-se as simulações tanto para o circuito da Fig. 3-1 quanto para o da Fig. 3-2. Este capítulo possibilita mediante os modelos de simulação de carga, obter uma característica de tensão e corrente aproximada para o *laser* *PLX –100*.

Com o modelo de carga determinado e com a topologia do conversor e o sistema de controle do sistema é possível simular os efeitos da carga do *laser*, assim como avaliar as limitações do conversor modulado por largura de pulso.

CAPÍTULO 4

Conversor Ressonante Paralelo

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta o estudo qualitativo e quantitativo do conversor ressonante paralelo com saída em fonte de tensão. Ressalta-se aqui a característica específica desta estrutura que emprega modulação do tipo *PWM* (modulação por largura de pulso), onde a frequência de comutação é menor que a frequência de ressonância.

A Fig. 4-1 apresenta o circuito para análise da estrutura meia ponte ressonante. Observa-se que o capacitor C_r está em paralelo com a ponte retificadora. Este tipo de estrutura quando opera com frequência de comutação menor que a frequência de ressonância apresenta dois modos distintos de operação com transferência de energia para a saída.

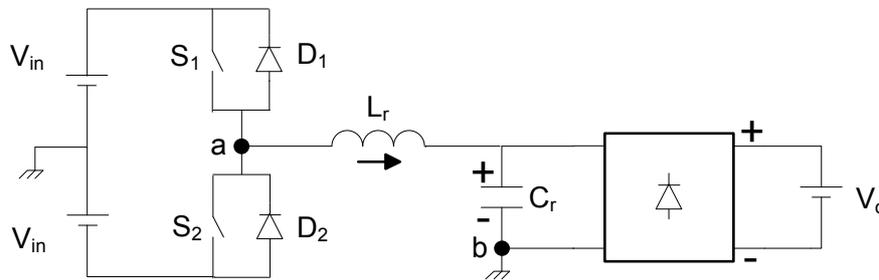


Fig. 4-1 – Conversor ressonante paralelo.

Os itens 4.2, 4.3 e 4.4 descrevem respectivamente o conversor meia ponte ressonante paralelo operando em oito e seis etapas. Para cada modo de operação apresentam-se as descrições das etapas, os equacionamentos, limites de operação e as simulações da estrutura.

Com os equacionamentos e os limites de operação determinados detalha-se no item 4.5 as características de saída e os esforços nos semicondutores parametrizados em função da impedância e da fonte de entrada V_{in} .

Os ábacos obtidos têm como parâmetro de variação a razão cíclica D e a relação entre a frequência de comutação e frequência de ressonância definida por μ_o .

Em 4.6 está descrito um exemplo prático de projeto que tem por finalidade comprovar a análise realizada para o conversor. Por fim, em 4.7 apresentam-se as conclusões com relação aos estudos efetuados no quarto capítulo.

4.2 Análise Qualitativa e Quantitativa para Oito Etapas de Operação

Este tópico permite avaliar o estudo qualitativo e quantitativo do conversor meia ponte ressonante considerando as oito etapas de operação, das quais quatro são lineares e quatro ressonantes. As etapas lineares são responsáveis pela transferência de energia entre a fonte de entrada e a fonte de saída.

As principais formas de onda do conversor tais como, corrente no indutor (I_{L_r}), tensão no capacitor (V_{C_r}), tensão entre os pontos a e b (V_{ab}) e pulsos de comando estão apresentadas na Fig. 4-10. Os pontos a e b estão definidos na Fig. 4-1.

4.2.1 Etapas de Operação

Primeiramente descrevem-se as oito etapas de operação do conversor, com as principais formas de onda e os respectivos intervalos de tempo apresentados na Fig. 4-10.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de operação do conversor paralelo ressonante está representada na Fig. 4-2. Observa-se que durante o intervalo Δt_1 (de t_0 a t_1) o diodo D_2 está polarizado e conduz à corrente, através de L_r e C_r .

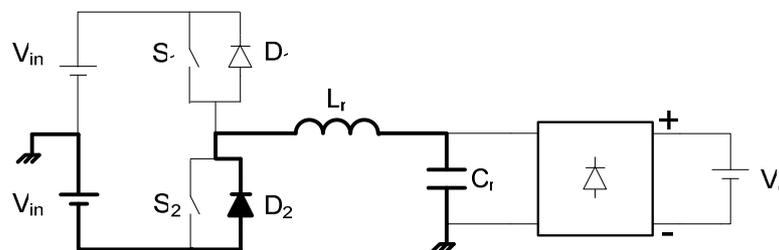


Fig. 4-2 – Primeira etapa de operação.

Durante a primeira etapa, não há transferência de energia para a fonte de saída, uma vez que o capacitor ressonante não atingiu a tensão de saída permanecendo a ponte

retificadora bloqueada. A corrente que circula através do indutor e do capacitor é do tipo ressonante.

O capacitor C_r inicia o processo de descarga até que no início da etapa seguinte o mesmo inverta de polaridade e alcance a tensão de saída. É importante esclarecer que a tensão inicial de C_r no instante t_0 é igual a $-V_o$.

Segunda Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , o interruptor S_1 é comandado e assume a corrente i_{L_r} . O circuito equivalente está apresentado na Fig. 4-3. No início da segunda etapa ocorre o bloqueio do diodo D_2 em função da polarização reversa provocada pelo comando de S_1 .

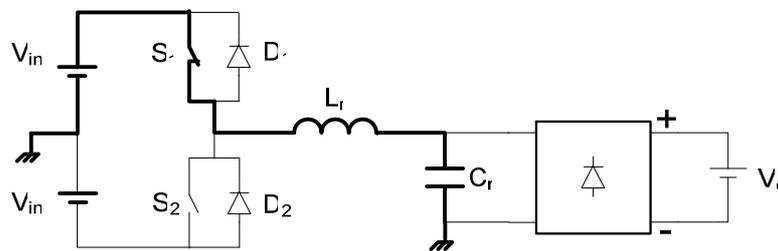


Fig. 4-3 – Segunda etapa de operação.

Como a tensão aplicada no capacitor C_r varia de forma ressonante e com valor inferior a tensão de saída, a ponte retificadora permanece bloqueada. No instante t_2 , quando a tensão em C_r for igual à tensão de saída V_o , ocorre a polarização dos diodos da ponte, implicando em uma etapa linear de operação.

Terceira Etapa (t_2, t_3)

A terceira etapa de operação está representada pelo circuito da Fig. 4-4, no tempo t_2 a tensão sobre o capacitor é igual a V_o .

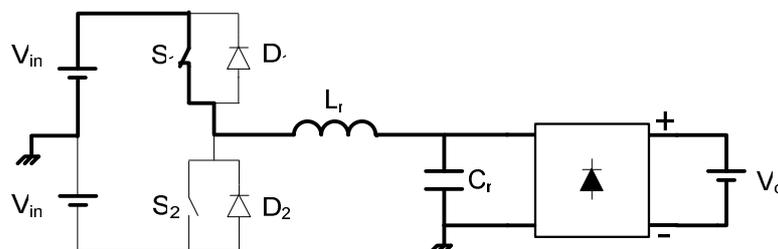


Fig. 4-4 – Terceira etapa de operação.

Observa-se que a corrente no indutor apresenta uma variação linear, uma vez que a tensão do capacitor permanece grampeada no valor da tensão de saída V_o . Durante

a terceira etapa há transferência de energia para a saída. Esta etapa termina no instante t_3 , quando o interruptor S_1 é bloqueado.

Quarta Etapa (t_3, t_4)

No instante t_3 ocorre o bloqueio do interruptor S_1 e o diodo D_2 passa a conduzir a corrente do indutor L_r que permanece no mesmo sentido da etapa anterior, como está apresentado na Fig. 4-5.

Na quarta etapa de operação a corrente do indutor varia linearmente até ocorrer a inversão de i_{L_r} no instante t_4 , definindo assim as etapas de transferência de potência para a saída.

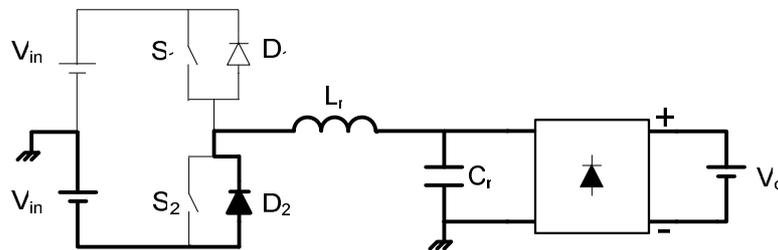


Fig. 4-5 – Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa (t_4, t_5)

A quinta etapa de operação inicia no instante t_4 , quando a corrente do indutor inverte o sentido de fluxo fazendo com que o diodo D_1 entre em condução como mostra a Fig. 4-6.

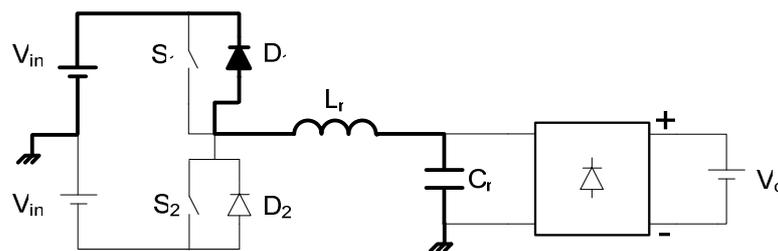


Fig. 4-6 – Quinta etapa de operação.

Pode-se constatar que o instante t_4 é a metade do período de comutação, iniciando o semiciclo negativo de corrente no indutor. A corrente do indutor e a tensão do capacitor durante a quinta etapa variam de forma ressonante.

Sexta Etapa (t_5, t_6)

Em t_5 tem início a sexta etapa de operação como apresentado na Fig. 4-7. Esta etapa é análoga a segunda, embora quem conduza à corrente neste instante é o interruptor S_2 .

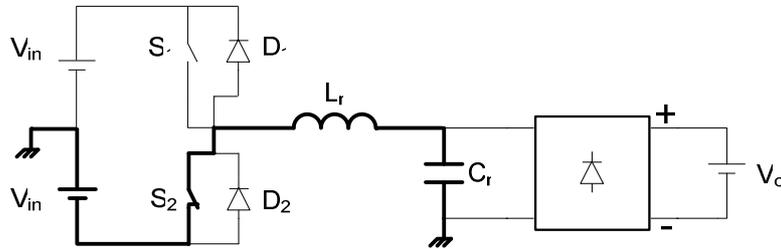


Fig. 4-7 – Sexta etapa de operação.

Sétima Etapa (t_6, t_7)

A sétima etapa de operação inicia quando a tensão do capacitor C_r se iguala a $-V_0$, polarizando desta forma a ponte retificadora, a qual conduzirá corrente para a saída do conversor. A Fig. 4-8 mostra o circuito equivalente para a sétima etapa de operação. No instante t_7 , o interruptor S_2 é bloqueado dando início então a próxima etapa de operação definida a seguir.

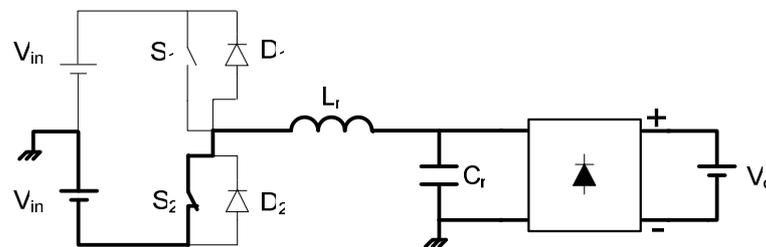


Fig. 4-8 – Sétima etapa de operação.

Oitava Etapa (t_7, t_8)

Com o bloqueio de S_2 o diodo D_1 passa a conduzir a corrente através do circuito da Fig. 4-9. Esta etapa de operação se caracteriza por ser linear.

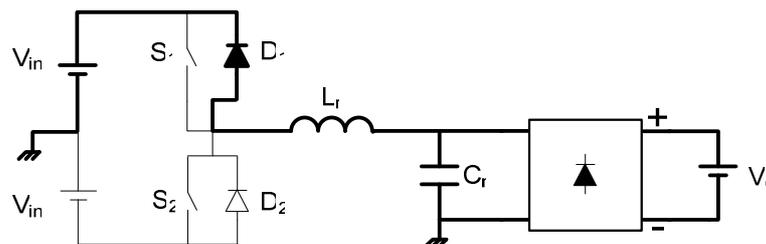


Fig. 4-9 – Oitava etapa de operação.

4.2.2 Formas de Onda e Plano de Fase

As principais formas de onda para o conversor meia ponte ressonante paralelo operando em oito etapas estão apresentadas na Fig. 4-10. Através da figura avalia-se a evolução ao longo do tempo para a corrente no indutor $I_{Lr}(t)$, a tensão sobre o capacitor ressonante e a tensão V_{ab} , além dos pulsos de comando para cada chave.

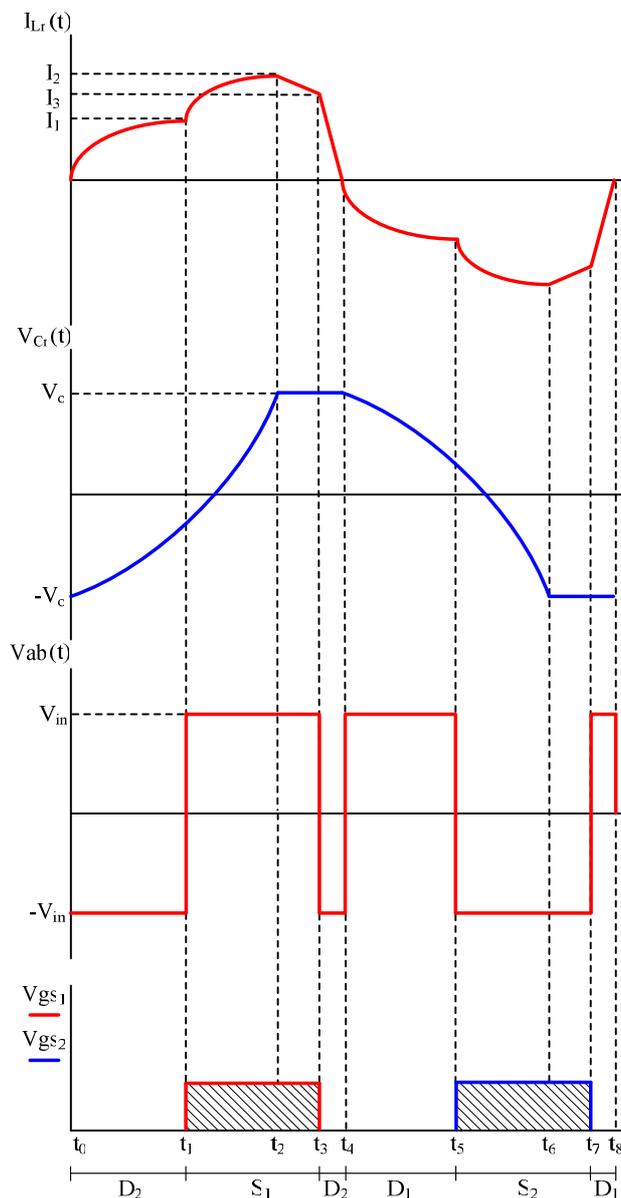


Fig. 4-10 – Formas de onda para oito etapas de operação.

Na Fig. 4-10 estão definidas respectivamente as variáveis da corrente no indutor e tensão no capacitor para cada etapa de operação. Através das variáveis definidas e com o auxílio do plano de fase representado na Fig. 4-11 é possível representar matematicamente este modo de operação. A variável q apresentada na Fig. 4-11

representa a relação do ganho de tensão entre a saída e entrada do conversor, e a corrente do indutor parametrizada em função da impedância ressonante e a tensão de entrada.

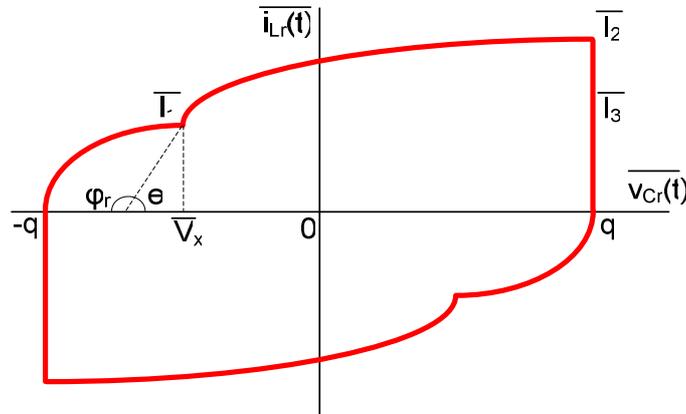


Fig. 4-11 – Plano de fase para oito etapas de operação.

4.2.3 Equacionamento para Oito Etapas de Operação

Este item descreve as equações das etapas que estão em 4.2.1, considerando as condições de corrente e tensão para cada tempo definido na Fig. 4-10. É importante salientar que para todo equacionamento são desprezadas as não idealidades dos componentes da estrutura.

Consideram-se para os equacionamentos que D é a razão cíclica e μ_o é a relação entre a frequência de comutação e frequência de ressonância definida em (4.1).

$$\mu_o = \frac{f_s}{f_o} \quad (4.1)$$

Primeira Etapa (t_0, t_1).

Através do circuito equivalente da primeira etapa de operação como mostra a Fig. 4-2, expressam-se as equações para a corrente do indutor e tensão do capacitor.

Considerando as seguintes condições iniciais definidas em (4.2).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_0) = -V_0 \\ i_{Lr}(t_0) = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Assim, através da *LKT* chegam-se as expressões (4.3) e (4.4).

$$v_{Cr1}(t) + v_{Lr1}(t) + V_{in} = 0 \quad (4.3)$$

$$L_r \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} + v_{Cr1}(t) + V_{in} = 0 \quad (4.4)$$

Como $i_{Lr1}(t) = i_{Cr1}(t)$, e utilizando a transformada de Laplace, tem-se (4.5).

$$\frac{V_{in}}{s} + L_r C_r [s^2 V_{Cr1}(s) + sV_0] + V_{Cr1}(s) = 0 \quad (4.5)$$

$$V_{Cr1}(s) \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) = \frac{-V_{in}}{s L_r C_r} - sV_0 \quad (4.6)$$

Mas, considerando (4.7).

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.7)$$

$$z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

Desta forma, utilizando a transformada inversa de Laplace, obtém-se a expressão (4.8).

$$v_{Cr1}(t) = -V_{in}(1 - \cos(w_o t)) - V_0 \cos(w_o t) \quad (4.8)$$

Manipulando (4.8) obtém-se (4.9).

$$v_{Cr1}(t) = -(-V_{in} + V_0) \cos(w_o t) - V_{in} \quad (4.9)$$

E, portanto define-se (4.10).

$$i_{Lr1}(t) = C_r \frac{dv_{Cr1}(t)}{dt}$$

$$i_{Lr1}(t) = w_o C_r (V_0 - V_{in}) \sin(w_o t) \quad (4.10)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(V_0 - V_{in})}{z} \sin(w_o t)$$

Normalizando a tensão do capacitor, chega-se a expressão (4.11).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr1}(t)} = \frac{v_{Cr1}(t)}{V_{in}} \\ \overline{v_{Cr1}(t)} = -(-1 + q) \cos(w_o t) - 1 \end{cases} \quad (4.11)$$

Onde q é o ganho de tensão do conversor dado por (4.12).

$$q = \frac{V_0}{V_{in}} \quad (4.12)$$

Fazendo,

$$\overline{i_{Lr1}}(t) = \frac{z \cdot i_{Lr1}(t)}{V_{in}} \quad (4.13)$$

Obtém-se (4.14).

$$\overline{i_{Lr1}}(t) = (q-1) \sin(w_0 t) \quad (4.14)$$

Assim, a expressão (4.15) representa a tensão do capacitor e a corrente do indutor normalizada.

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr1}}(t) = -(-1+q) \cos(w_0 t) - 1 \\ \overline{i_{Lr1}}(t) = (q-1) \sin(w_0 t) \end{cases} \quad (4.15)$$

Considerando que no instante $t = t_1$, têm-se as seguintes condições apresentadas em (4.16).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr1}}(t) = -\overline{V_x} \\ \overline{i_{Lr1}}(t) = \overline{I_1} \end{cases} \quad (4.16)$$

Substituindo (4.16) em (4.15), chega-se em (4.17).

$$\begin{aligned} -\overline{V_x} &= -(-1+q) \cos(w_0 \Delta t_1) - 1 \\ \overline{I_1} &= (q-1) \sin(w_0 \Delta t_1) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Onde $\Delta t_1 = t_1 - t_0$, desta forma, manipulando a equação (4.17) encontra-se a expressão que define o intervalo de tempo da primeira etapa e a corrente parametrizada $\overline{I_1}$, definida em (4.19).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{w_0} \cos^{-1} \left[\left(\frac{\overline{V_x} - 1}{q-1} \right) \right] \quad (4.18)$$

$$\overline{I_1} = \sqrt{(q-1)^2 - (\overline{V_x} - 1)^2} \quad (4.19)$$

O plano de fase da primeira etapa é dado pelas equações (4.20) e (4.21).

$$\overline{z_1(t)} = \overline{v_{Cr1}(t)} + j\overline{i_{Lr1}(t)} \quad (4.20)$$

$$\overline{z_1(t)} = -1 + (1 - q)e^{-j\omega_0 t} \quad (4.21)$$

A equação (4.22) tem o centro e o raio definidos a seguir.

$$\begin{aligned} R_1 &= (q - 1) \\ C_1 &= -1 \end{aligned} \quad (4.22)$$

O diagrama de fase apresentado na Fig. 4-11 permite que a tensão $\overline{V_x}$ possa ser expressa em função do ângulo φ_r , que está relacionado diretamente com o intervalo Δt_1 . O diagrama de fase da Fig. 4-11 resulta em (4.23).

$$\theta = 180 - \varphi_r \quad (4.23)$$

$$-\overline{V_x} = -1 + R_1 \cos \theta \quad (4.24)$$

Onde $\overline{V_x}$ é a tensão do capacitor normalizada ao final da primeira etapa.

$$\begin{aligned} -\overline{V_x} &= -1 + (q - 1) \cdot \cos \varphi_r \\ \overline{V_x} &= 1 + (q - 1) \cdot \cos \varphi_r \end{aligned} \quad (4.25)$$

Portanto, se expressa a corrente parametrizada $\overline{I_1}$ em função de φ_r e q de acordo com (4.26).

$$\overline{I_1} = (q - 1)\sqrt{1 - \cos^2(\varphi_r)} \quad (4.26)$$

Sabendo que,

$$\Delta t_1 = \frac{\varphi_r}{\omega_0} \quad (4.27)$$

Segunda Etapa (t_1, t_2):

As condições iniciais da segunda etapa estão definidas em (4.28).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_1) = -V_x \\ i_{Lr}(t_1) = I_1 \end{cases} \quad (4.28)$$

Sabe-se que do circuito equivalente da segunda etapa a equação é dada por (4.29).

$$v_{Lr2}(t) + v_{Cr2}(t) - V_{in} = 0 \quad (4.29)$$

Utilizando Laplace em (4.29), chega-se em (4.30).

$$V_{Lr2}(s) = L_r (sI_{Lr2}(s) - I_1) \quad (4.30)$$

Logo,

$$V_{Lr2}(s) = L_r (sI_{Lr2}(s) - I_1) \quad (4.31)$$

Onde,

$$i_{Lr2}(t) = i_{Cr2}(t) \quad (4.32)$$

$$I_{Cr2}(s) = C_r (sV_{Cr2}(s) + V_x) \quad (4.33)$$

Substituindo (4.33) em (4.31), obtém-se (4.34).

$$V_{Lr2}(s) = L_r (s^2 C_r V_{Cr2}(s) + s C_r V_x - I_1) \quad (4.34)$$

Portanto,

$$V_{Lr2}(s) = L_r (s^2 C_r V_{Cr2}(s) + s C_r V_x - I_1) = L_r (sI_{Lr2}(s) - I_1) \quad (4.35)$$

Então, manipulando a expressão (4.35), obtém-se (4.36).

$$V_{Cr2}(s) = \frac{V_{in} \cdot w_0^2}{s(s^2 + w_0^2)} - \frac{V_x \cdot s}{(s^2 + w_0^2)} + \frac{I_1}{C_r (s^2 + w_0^2)} \cdot \frac{w_0}{w_0} \quad (4.36)$$

$$V_{Cr2}(s) = \frac{V_{in} \cdot w_0^2}{s(s^2 + w_0^2)} - \frac{V_x \cdot s}{(s^2 + w_0^2)} + \frac{I_1 \cdot w_0}{z(s^2 + w_0^2)}$$

Utilizando a transformada inversa de Laplace em (4.36), encontra-se (4.37).

$$v_{Cr2}(t) = V_{in} (1 - \cos(w_0 t)) - V_x \cos(w_0 t) + z I_1 \sin(w_0 t) \quad (4.37)$$

$$v_{Cr2}(t) = -(V_x + V_{in}) \cos(w_0 t) + z I_1 \sin(w_0 t) + V_{in}$$

Fazendo,

$$i_{Lr2}(t) = C_r \frac{dv_{Cr2}(t)}{dt} \quad (4.38)$$

Determina-se a corrente do indutor para a segunda etapa de operação.

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(V_{in} + V_x) \cdot \sin(w_0 t)}{z} + I_1 \cos(w_0 t) \quad (4.39)$$

Normalizando as equações (4.37) e (4.39).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr2}(t)} = -(1 + \overline{V_x}) \cos(w_0 t) + \overline{I_1} \sin(w_0 t) + 1 \\ \overline{i_{Lr2}(t)} = (1 + \overline{V_x}) \sin(w_0 t) + \overline{I_1} \cos(w_0 t) \end{cases} \quad (4.40)$$

No instante $t = t_2$ as condições são as seguintes:

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr2}(t)} = q \\ \overline{i_{Lr2}(t)} = \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.41)$$

Substituindo em (4.40), tem-se (4.42).

$$\begin{aligned} q &= -(1 + \overline{V_x}) \cos(w_0 \Delta t_2) + \overline{I_1} \sin(w_0 \Delta t_2) + 1 \\ \overline{I_2} &= (1 + \overline{V_x}) \sin(w_0 \Delta t_2) + \overline{I_1} \cos(w_0 \Delta t_2) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Onde $\Delta t_2 = t_2 - t_1$. Utilizando a identidade trigonométrica (4.43).

$$a \cos(x) + b \sin(x) = \sqrt{a^2 + b^2} \sin\left(x - \tan^{-1}\left(\frac{a}{b}\right)\right) \quad (4.43)$$

Resolvendo (4.42) com o auxílio de (4.43), chega-se em (4.44).

$$\Delta t_2 = \frac{1}{w_0} \left[\sin^{-1} \left[\left(\frac{q-1}{\sqrt{\overline{I_1}^2 + (1+\overline{V_x})^2}} \right) \right] + \tan^{-1} \left[\left(\frac{(1+\overline{V_x})}{\overline{I_1}} \right) \right] \right] \quad (4.44)$$

Substituindo $\overline{V_x}$ em Δt_2 , obtém-se o intervalo da segunda etapa em função dos parâmetros φ_r e q .

$$\Delta t_2 = \frac{1}{w_0} \left[\begin{array}{l} \sin^{-1} \left[\frac{q-1}{\sqrt{\left[(q-1)\sqrt{1-\cos^2(\varphi_r)} \right]^2 + (2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r)^2}} \right] + \\ \tan^{-1} \left[\frac{(2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r)}{(q-1)\sqrt{1-\cos^2(\varphi_r)}} \right] \end{array} \right] \quad (4.45)$$

Da mesma forma, para a corrente normalizada \bar{I}_2 , tem-se (4.46).

$$\bar{I}_2 = \left[(q-1)^2 (1-\cos^2(\varphi_r)) + (2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r)^2 \right]^{1/2} \left\{ \begin{array}{l} \tan^{-1} \left[\frac{(q-1)\sqrt{1-\cos^2(\varphi_r)}}{2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r} \right] + \tan^{-1} \left[\frac{2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r}{(q-1)\sqrt{1-\cos^2(\varphi_r)}} \right] + \\ + \sin^{-1} \left[\frac{(q-1)}{\left[\left[(q-1)\sqrt{1-\cos^2(\varphi_r)} \right]^2 + [2+(q-1)\cdot\cos\varphi_r]^2 \right]^{1/2}} \right] \end{array} \right\} \quad (4.46)$$

O plano de fase da segunda etapa está definido em (4.47) e (4.48).

$$\bar{z}_2(t) = \bar{v}_{Cr2}(t) + j\bar{i}_{Lr2}(t) \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} \bar{z}_2(t) = & -(1+\bar{V}_x)\cos(w_0t) + \bar{I}_1\sin(w_0t) + 1 \\ & + j\left((1+\bar{V}_x)\sin(w_0t) + \bar{I}_1\cos(w_0t)\right) \end{aligned} \quad (4.48)$$

Manipulando (4.48), chega-se a seguinte equação:

$$\bar{z}_2(t) = 1 - (1+\bar{V}_x)e^{-jw_0t} + j\bar{I}_1e^{-jw_0t} \quad (4.49)$$

Terceira Etapa (t_2, t_3)

As condições iniciais para a terceira etapa de operação são dadas por (4.50).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_2) = V_0 \\ i_{Lr}(t_2) = I_2 \end{cases} \quad (4.50)$$

Do circuito equivalente da terceira etapa resultam as expressões (4.51) e (4.52).

$$v_{Lr3}(t) + V_0 - V_{in} = 0 \quad (4.51)$$

$$(V_{in} - V_0) = L_r \frac{di_{Lr3}(t)}{dt} \quad (4.52)$$

Utilizando a transformada de Laplace em (4.52).

$$\begin{aligned} L_r (sI_{Lr3}(s) - I_2) &= \frac{(V_{in} - V_0)}{s} \\ I_{Lr3}(s) &= \frac{(V_{in} - V_0)}{s^2 L_r} + \frac{I_2}{s} \end{aligned} \quad (4.53)$$

A corrente do indutor no tempo é dada por (4.54).

$$i_{Lr3}(t) = \frac{(V_{in} - V_0)t}{L_r} + I_2 \quad (4.54)$$

Normalizando as expressões para a tensão do capacitor e (4.54), chega-se em (4.55).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr3}(t)} = q \\ \overline{i_{Lr3}(t)} = w_0(1-q)t + \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.55)$$

No instante $t = t_3$, as condições estão apresentadas em (4.56).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr3}(t_3)} = q \\ \overline{i_{Lr3}(t_3)} = \overline{I_3} \end{cases} \quad (4.56)$$

O intervalo para a terceira etapa é dado por (4.57).

$$\begin{aligned} \overline{I_3} - \overline{I_2} &= w_0(1-q)\Delta t_3 \\ \Delta t_3 &= \frac{\overline{I_3} - \overline{I_2}}{w_0(1-q)} \end{aligned} \quad (4.57)$$

O plano de fase da terceira etapa é definido em (4.58).

$$\overline{z_3(t)} = \overline{v_{Cr3}(t)} + j\overline{i_{Lr3}(t)} \quad (4.58)$$

Resolvendo (4.58), tem-se (4.59).

$$\overline{z_3(t)} = q + j(w_0(1-q)t + \overline{I_2}) \quad (4.59)$$

Quarta Etapa (t_3, t_4)

De acordo com o circuito equivalente da quarta etapa de operação obtém-se a equação (4.60).

$$V_0 + V_{in} + v_{Lr4}(t) = 0 \quad (4.60)$$

Onde as condições iniciais desta etapa são dadas por (4.61).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_3) = V_0 \\ i_{Lr}(t_3) = I_3 \end{cases} \quad (4.61)$$

Substituindo as condições de (4.61) em (4.60), tem-se (4.62).

$$\begin{aligned} L_r (sI_{Lr4}(s) - I_3) &= \frac{-(V_{in} + V_0)}{s} \\ I_{Lr4}(s) &= \frac{-(V_{in} + V_0)}{s^2 L_r} + I_3 \end{aligned} \quad (4.62)$$

A expressão (4.63) representa a corrente ao longo do tempo.

$$i_{Lr4}(t) = \frac{-(V_{in} + V_0)t}{L_r} + I_3 \quad (4.63)$$

Normalizando a tensão do capacitor e a corrente do indutor, obtém-se (4.64).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr4}(t)} = q \\ \overline{i_{Lr4}(t)} = -w_0(1+q)t + \overline{I_3} \end{cases} \quad (4.64)$$

Sabe-se que,

$$\overline{I_3} = \frac{zI_3}{V_{in}} \quad (4.65)$$

E no instante $t = t_4$ as condições são dadas por (4.66).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_4)} = q \\ \overline{i_{Lr}(t_4)} = 0 \end{cases} \quad (4.66)$$

Substituindo os intervalos de tempo nas equações normalizadas, obtém-se o intervalo de tempo para a quarta etapa de operação, como apresentado em (4.67).

$$\Delta t_4 = \frac{\overline{I_3}}{w_0(1+q)} \quad (4.67)$$

Onde $\Delta t_4 = t_4 - t_3$.

A equação (4.69) representa o plano de fase para esta etapa de operação.

$$\overline{z_4(t)} = \overline{v_{Cr4}(t)} + j\overline{i_{Lr4}(t)} \quad (4.68)$$

$$\overline{z_4(t)} = q + j(-w_0(1-q)t + \overline{I_3}) \quad (4.69)$$

4.2.4 Limites de Operação

Para o conversor ressonante paralelo operando com oito etapas de operação, deve-se observar que haverá três limites de razão cíclica, implicando em pontos de mínima e máxima razão cíclica (D).

Sabendo que

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = \frac{T_s}{2} \quad (4.70)$$

A razão cíclica é definida pela seguinte expressão

$$D = \frac{\Delta T}{T_s} \quad (4.71)$$

Onde,

$$\Delta t_2 + \Delta t_3 = DT_s \quad (4.72)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_4 = (0,5 - D)T_s \quad (4.73)$$

Define-se que quando o intervalo de tempo Δt_3 for nulo tem-se o primeiro limite de razão cíclica.

$$D_{\text{lim}} = \frac{1}{w_0 T_s} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sin^{-1} \left[\frac{(q-1)}{\left((q-1)^2 (1 - \cos^2 \varphi_r) + (2 + (q-1) \cos \varphi_r)^2 \right)^{1/2}} \right] + \\ \tan^{-1} \left[\frac{2 + (q-1) \cos \varphi_r}{(q-1) \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_r}} \right] \end{array} \right\} \quad (4.74)$$

O outro limite de operação é definido pela expressão (4.75), quando o intervalo de tempo Δt_4 for nulo.

$$D_{\text{lim}} = -\frac{\Delta t_1}{T_s} + 0,5 \quad (4.75)$$

Deve-se considerar um terceiro limite de operação, quando o intervalo de tempo Δt_1 se anular. Isto dependerá do ganho de tensão q , da relação de frequência μ_o e da razão cíclica D . O intervalo de tempo Δt_1 é diretamente proporcional a φ_r como definido em (4.27).

Em virtude da complexidade das equações a única maneira de resolver estes limites e garantir o funcionamento do conversor no modo de oito etapas é através de métodos numéricos. No caso utilizou-se o *software* Mathcad versão 12. Os ábacos que serão apresentados a seguir representam os limites de operação para o modo de oito etapas, tendo como parâmetros de variação a razão cíclica, o ganho estático e μ_o .

A Fig. 4-12 e a Fig. 4-13 representam respectivamente os intervalos de tempo para a primeira e quarta etapas. Observa-se que para qualquer ganho de tensão com $\mu_o = 0,1$, o conversor não opera em oito etapas devido a não existência da terceira etapa de operação quando há condução linear da estrutura. Onde $\varphi_r = w_o \Delta t_1$, representando a relação com o intervalo de tempo da primeira etapa.

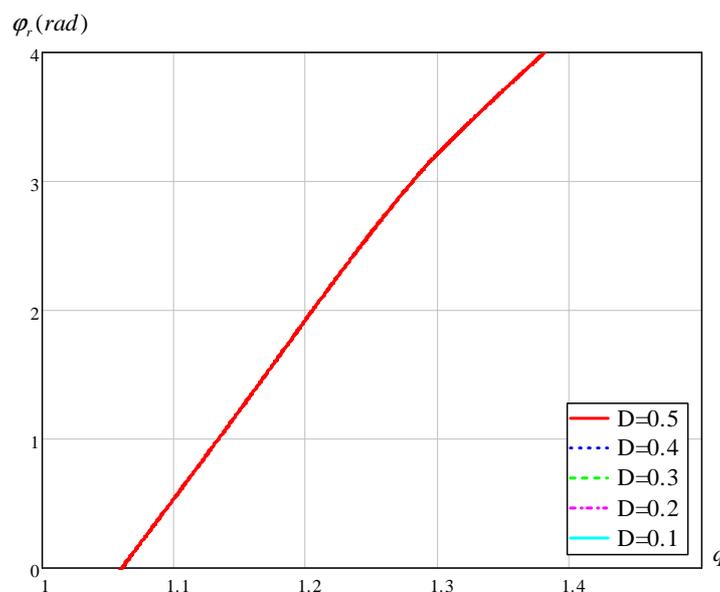


Fig. 4-12 – Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,1$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

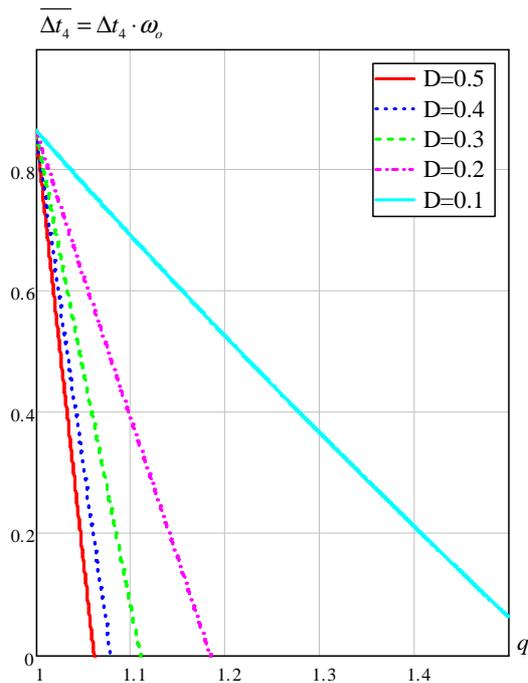


Fig. 4-13 – Parametrização de $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,1$.

A Fig. 4-14 e a Fig. 4-15 apresentam os limites de operação para os intervalos de tempo parametrizados em função de w_o . As figuras têm como parâmetro de variação o ganho estático e a razão cíclica para $\mu_o = 0,2$.

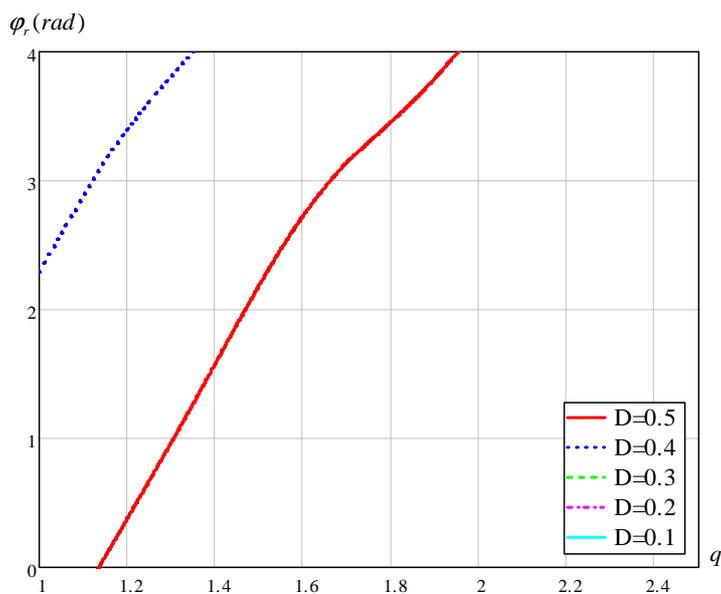


Fig. 4-14 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,2$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

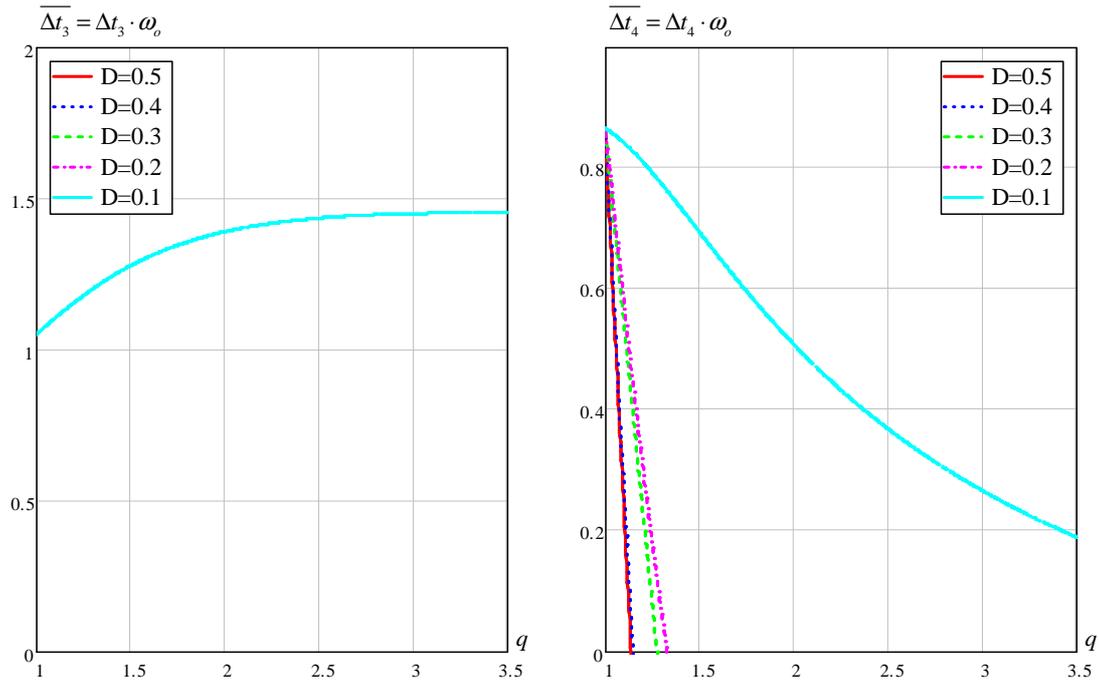


Fig. 4-15 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0.2$.

Os limites de operação para o conversor operando com $\mu_o = 0,3$ estão apresentados na Fig. 4-16 e Fig. 4-17, respectivamente.

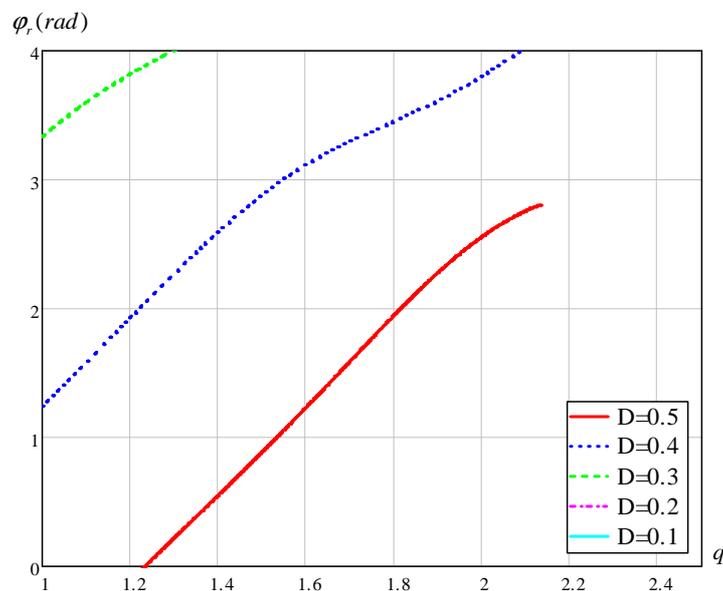


Fig. 4-16 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,3$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

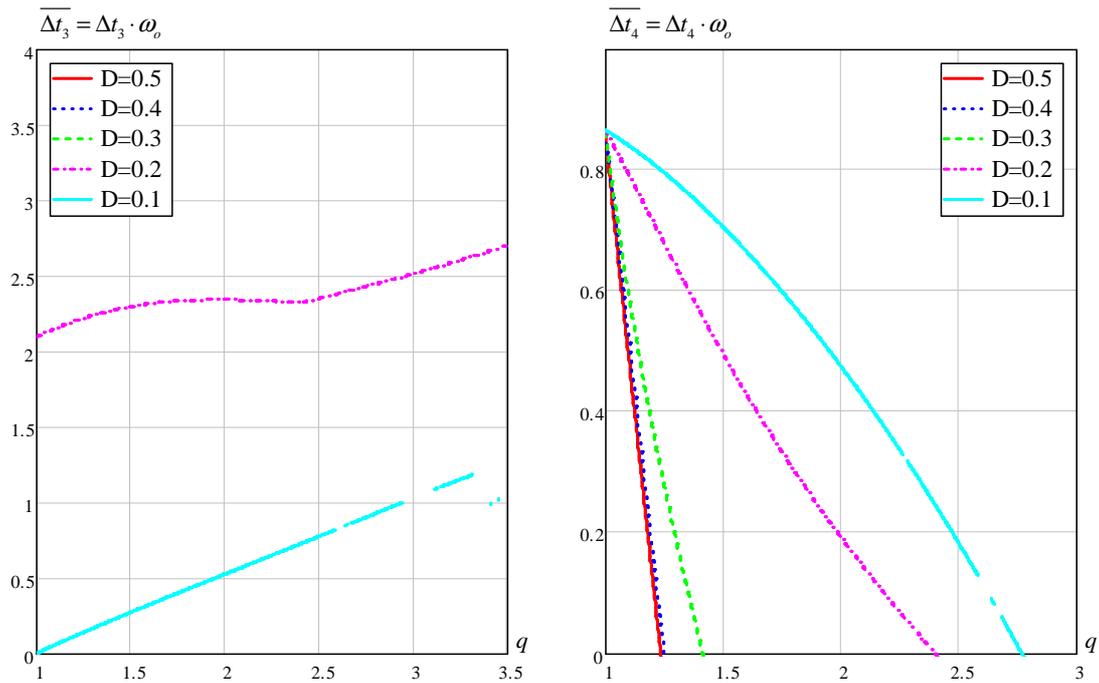


Fig. 4-17 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,3$.

A Fig. 4-18 e Fig. 4-19 representam os limites para $\mu_o = 0,4$.

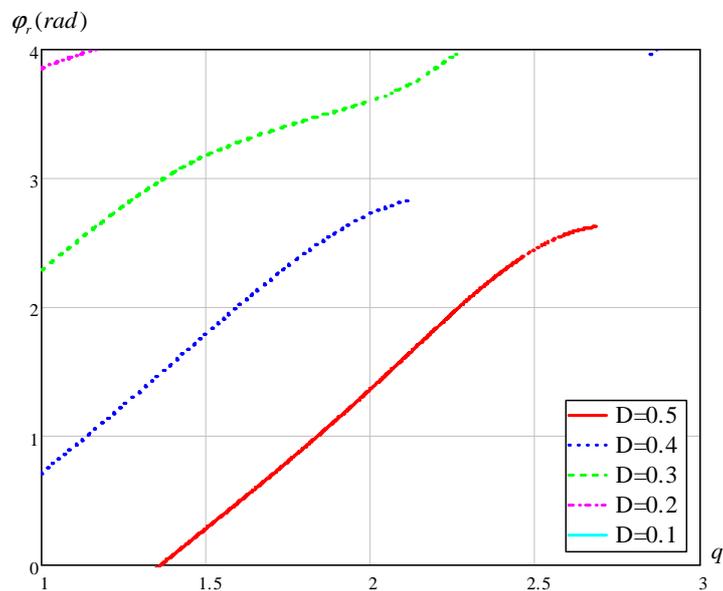


Fig. 4-18 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,4$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

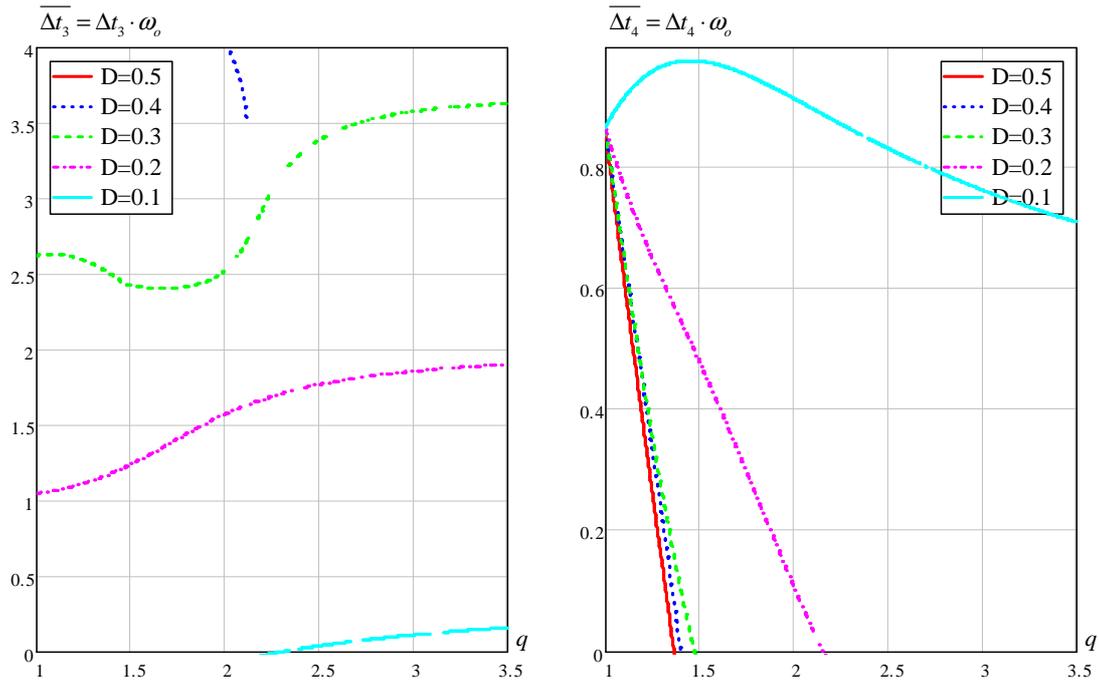


Fig. 4-19 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,4$.

Para o conversor operando com $\mu_o = 0,5$ os limites para garantir o funcionamento para oito etapas de operação estão apresentados na Fig. 4-20 e Fig. 4-21.

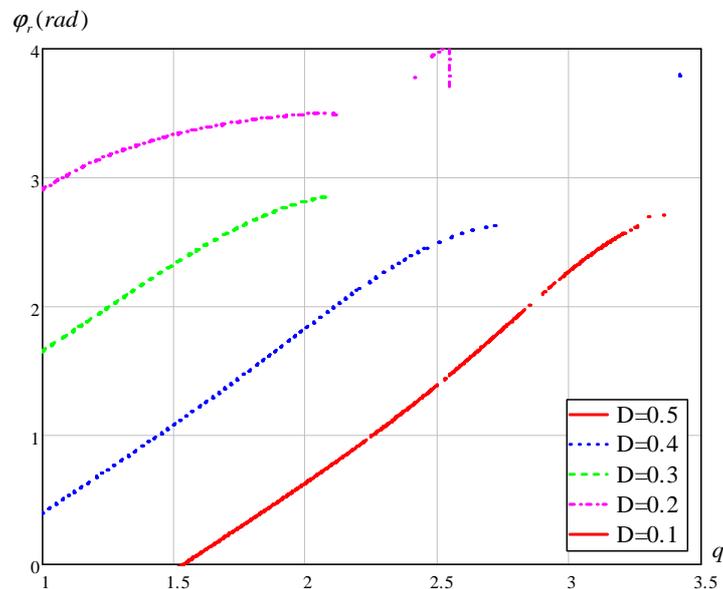


Fig. 4-20 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,5$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

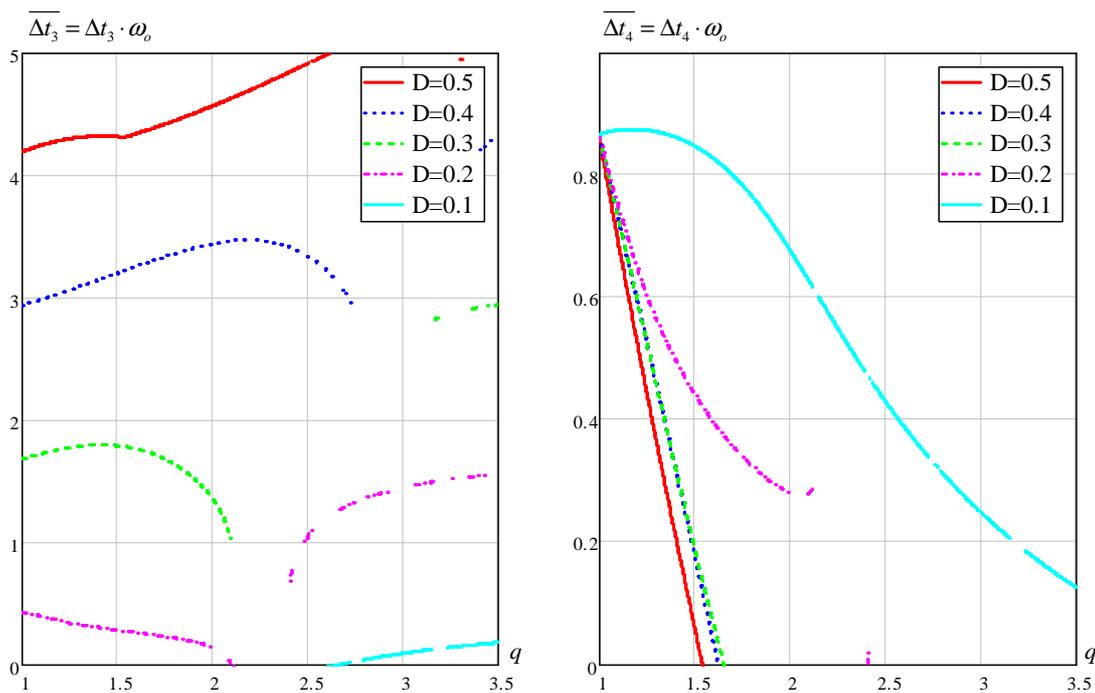


Fig. 4-21 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica para, $\mu_o = 0,5$.

A Fig. 4-22 e a Fig. 4-23 representam respectivamente os limites de operação da primeira, terceira e quarta etapa de operação para $\mu_o = 0,6$.

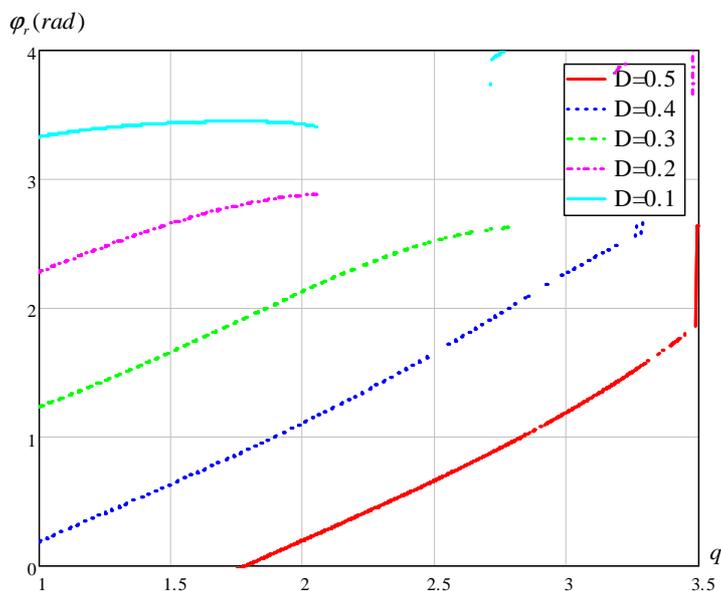


Fig. 4-22 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,6$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

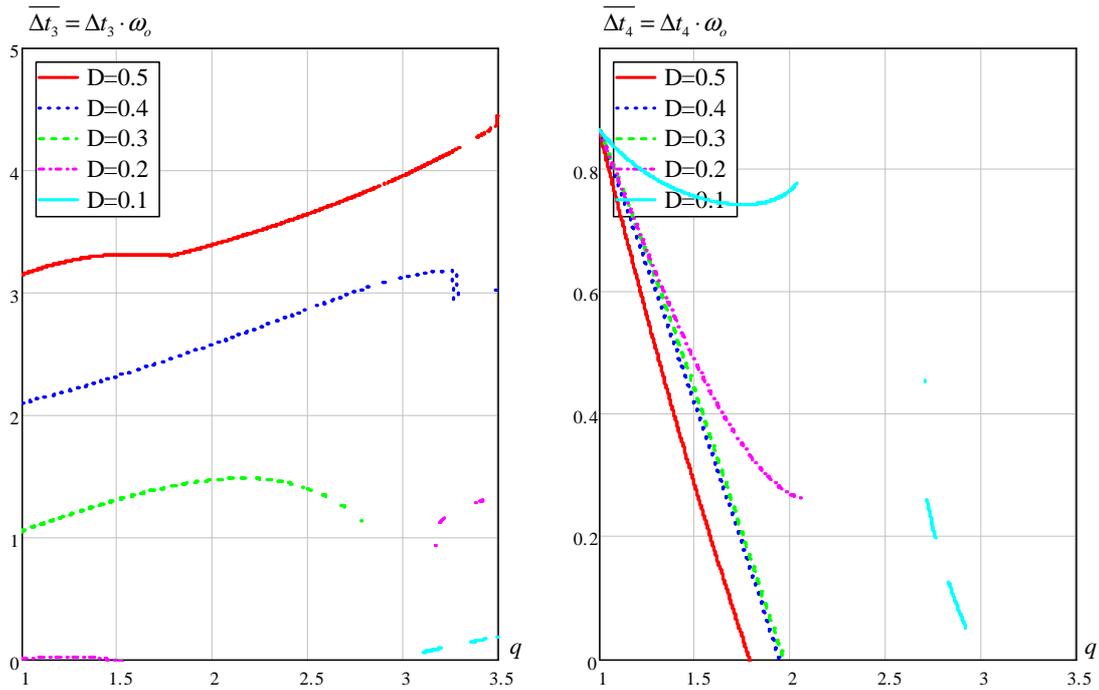


Fig. 4-23 – Parametrização de $\overline{\Delta t}_3$ e $\overline{\Delta t}_4$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,6$.

Os limites para $\mu_o = 0,7$ estão apresentados na Fig. 4-24 e Fig. 4-25.

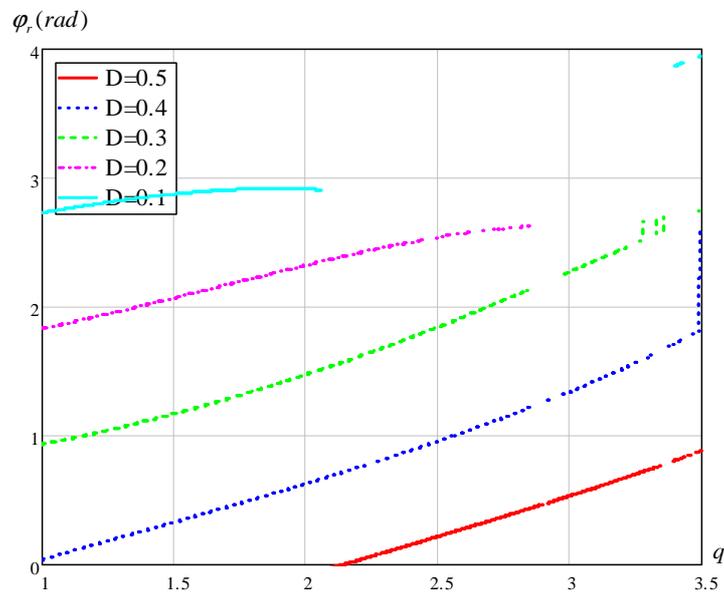


Fig. 4-24 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,7$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

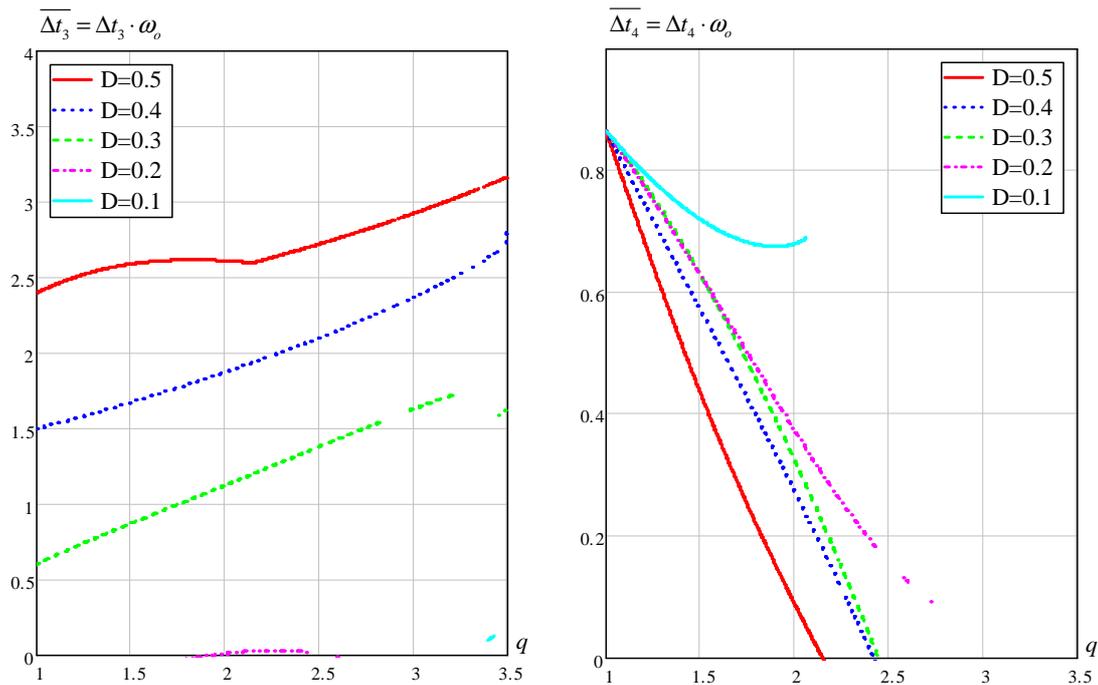


Fig. 4-25 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,7$.

Considerando a relação para $\mu_o = 0,8$ apresenta-se na Fig. 4-26 e Fig. 4-27 os limites para as oito etapas de operação.

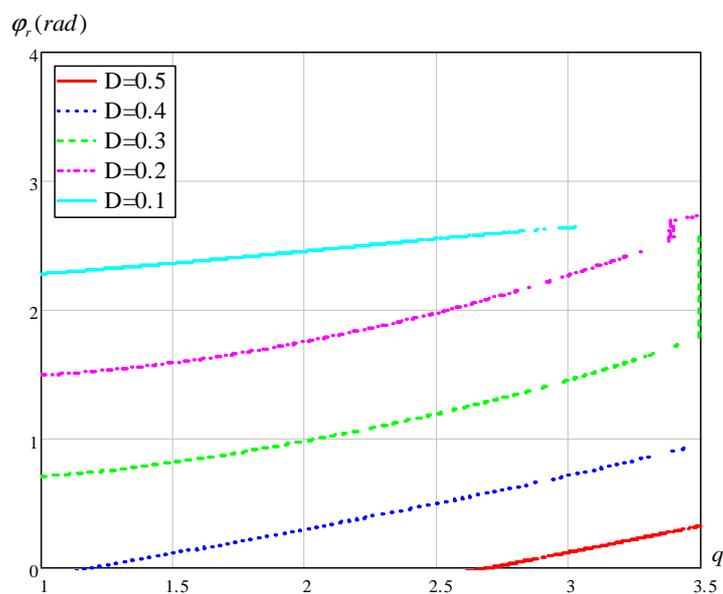


Fig. 4-26 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,8$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

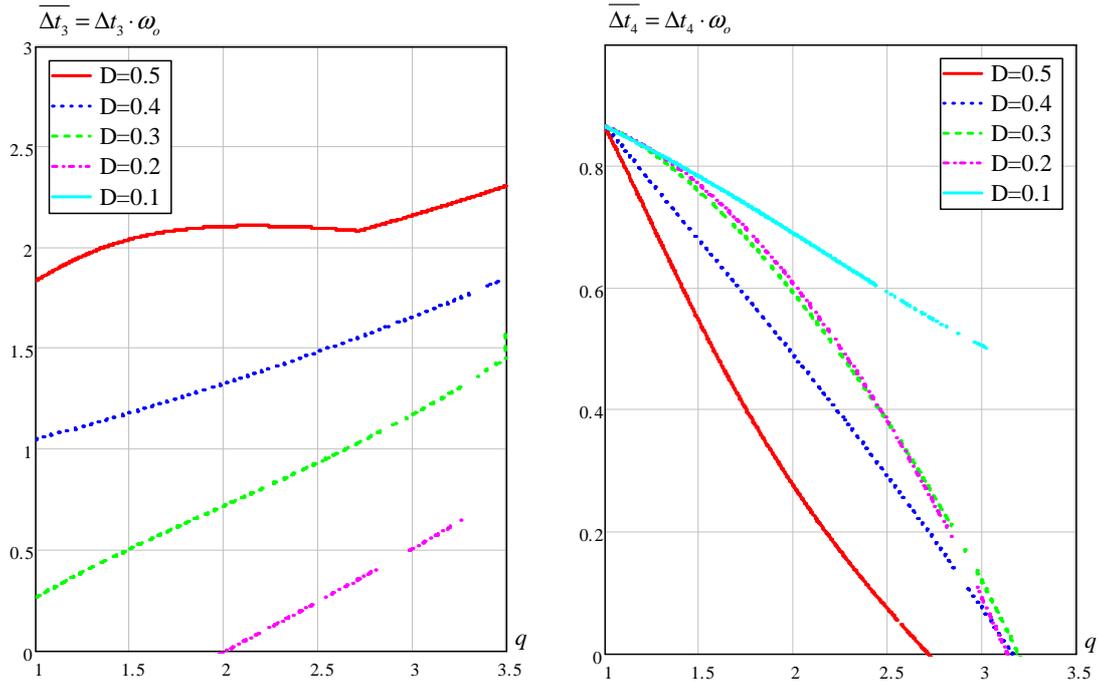


Fig. 4-27 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,8$.

Considerando $\mu_o = 0,9$ os limites para a primeira, terceira e quarta etapas estão representados respectivamente na Fig. 4-28 e Fig. 4-29.

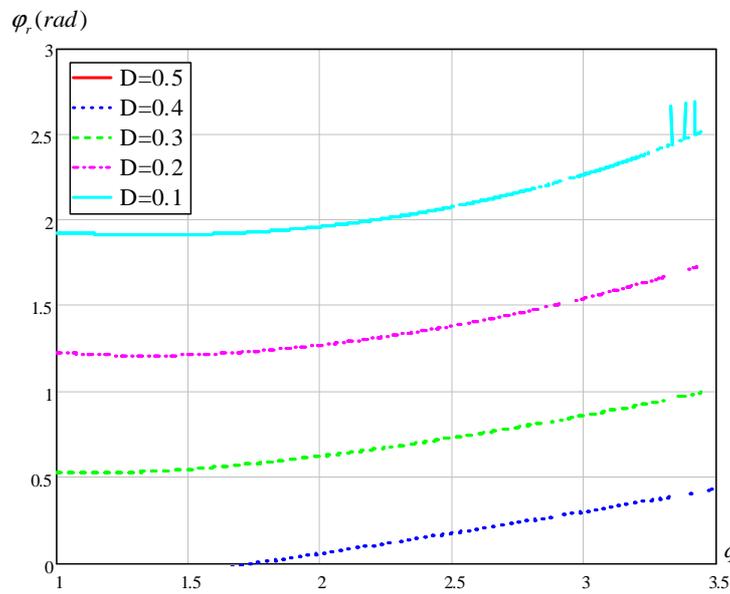


Fig. 4-28 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 0,9$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

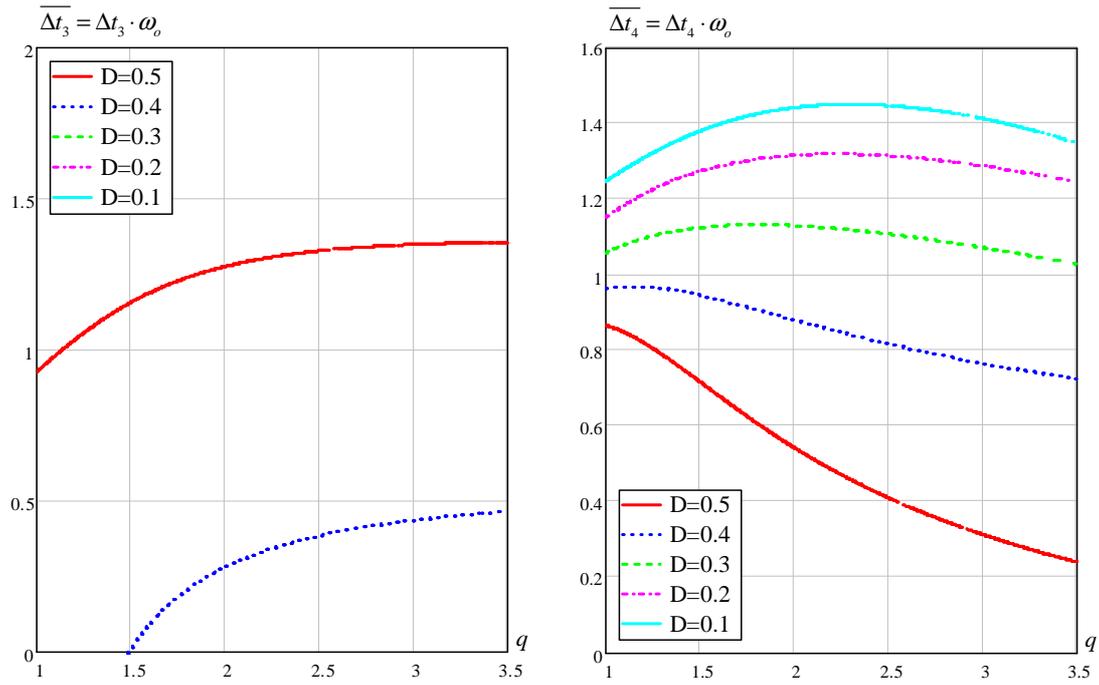


Fig. 4-29 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 0,9$.

A Fig. 4-30 e Fig. 4-31 apresentam os limites que determinam a existência das oito etapas de operação do conversor.

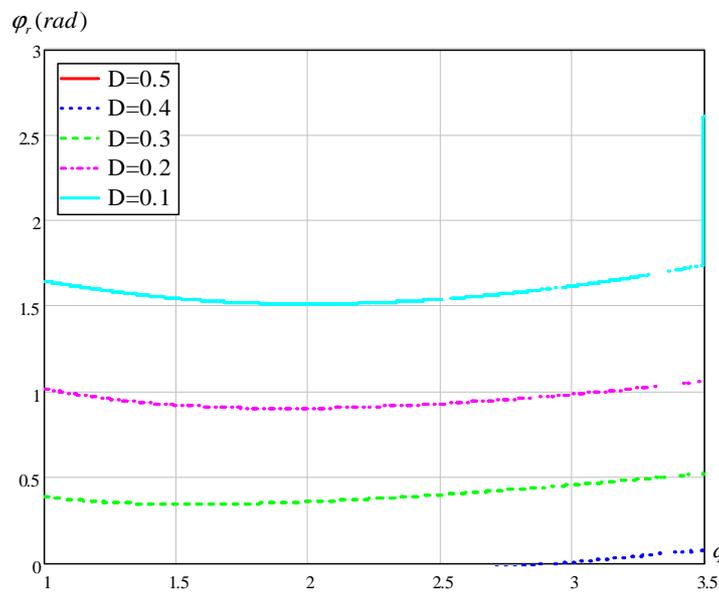


Fig. 4-30 - Limite do ângulo φ_r em função do ganho estático, para $\mu_o = 1$, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

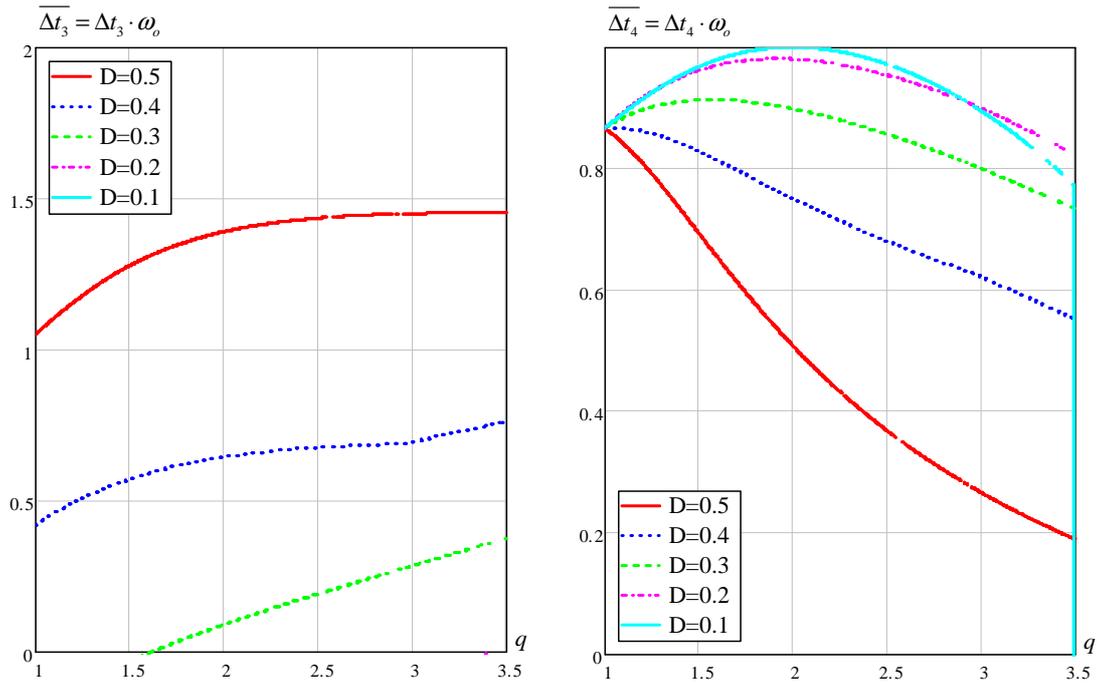


Fig. 4-31 – Parametrização de $\overline{\Delta t_3}$ e $\overline{\Delta t_4}$ em função do ganho estático, variando a razão cíclica, para $\mu_o = 1$.

Os ábacos apresentados são fundamentais para determinar e garantir a partir das especificações de ganho de tensão, relação de frequência e razão cíclica, o modo de operação em oito etapas. Observa-se que para um mesmo ganho de tensão e razão cíclica, na medida em que a relação μ_o aumenta os intervalos de tempo que definem a primeira e terceira etapa diminuem, enquanto que a condição para existência da quarta etapa aumenta.

4.2.5 Simulação

Com objetivo de validar a análise do conversor meia ponte ressonante para oito etapas propõe-se, com o auxílio do *software* PSIM, a simulação que represente as etapas até então descritas.

Para tanto, deve-se escolher parâmetros que satisfaçam as condições de existências das oito etapas. A simulação apresenta os seguintes dados:

- Ganho estático definido por $q = 2$;
- Frequência de ressonância $f_o = 55kHz$;
- Relação $\mu_o = 0,9$, portanto com $f_s = 49,5kHz$;

- Razão cíclica definida por $D = 0,3$;
- Considerando a indutância ressonante $L_r = 100\mu H$;

Através de μ_o e da indutância encontra-se a capacitância de $C_r = 83,7\mu F$. A tensão de entrada é fixada em $155V$, resultando em uma tensão de saída de $310V$.

De acordo com os ábacos apresentados na Fig. 4-28 e Fig. 4-29, as condições definidas acima garantem o funcionamento do conversor para as oito etapas. Os tempos obtidos em função dos ábacos apresentados são dados por (4.76).

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= 1,71\mu s \\ \Delta t_3 &= 1,02\mu s \\ \Delta t_4 &= 2,13\mu s \end{aligned} \tag{4.76}$$

A Fig. 4-32 apresenta com detalhe as oito etapas de operação, comprovando por meio das correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo com as mesmas, a validade da estrutura. Os intervalos de tempo para a primeira, terceira e quarta etapas são compatíveis com os valores obtidos nos ábacos da Fig. 4-28 e Fig. 4-29. Para uma visualização mais adequada neste modo de operação apresentam-se em todas as figuras a corrente no indutor e a tensão no capacitor ressonante.

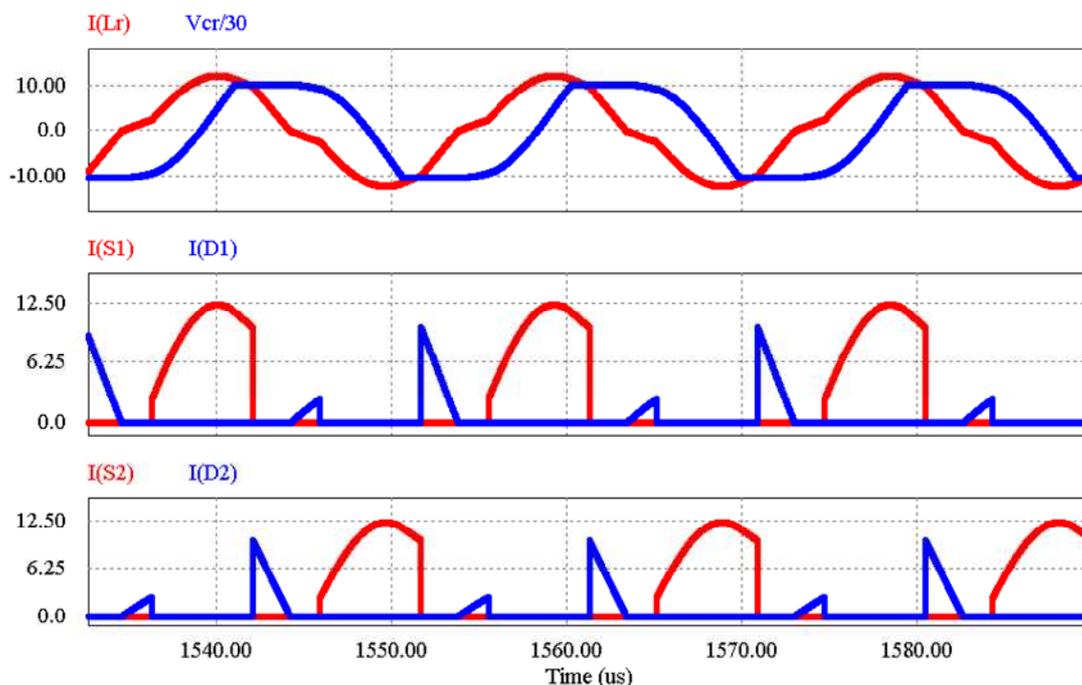


Fig. 4-32 – Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em oito etapas.

A Fig. 4-33 representa a tensão V_{ab} e os pulsos de comando dos interruptores para o conversor meia ponte ressonante paralelo.

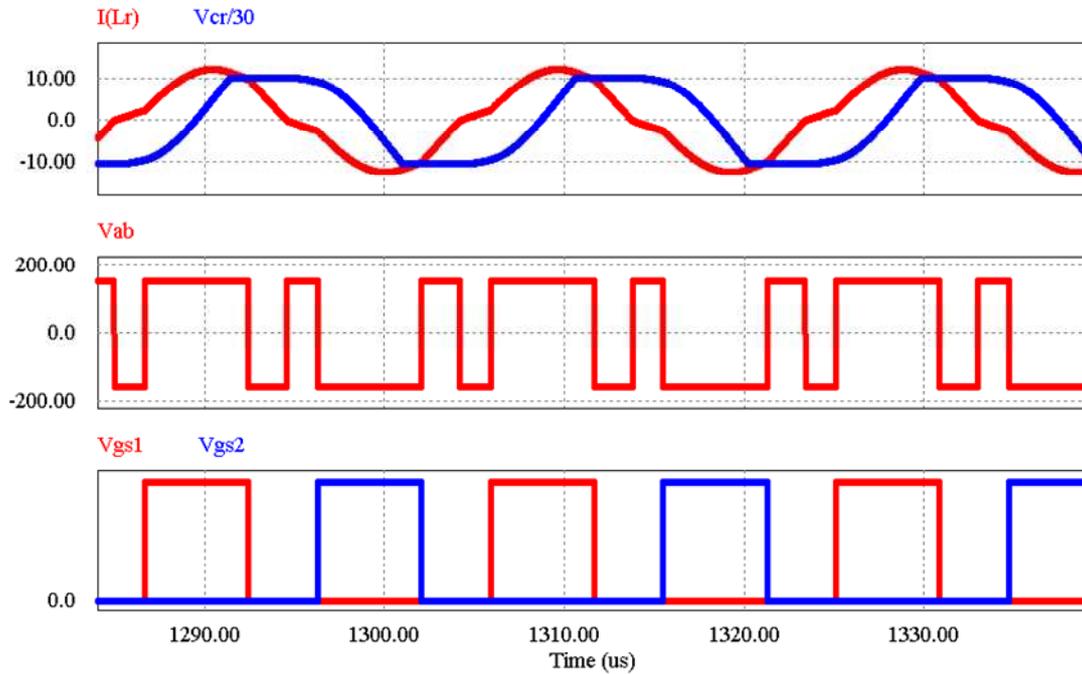


Fig. 4-33 - Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas.

A Fig. 4-34 representa a corrente e a tensão em um dos interruptores. Observa-se que tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor apresentam uma comutação dissipativa.

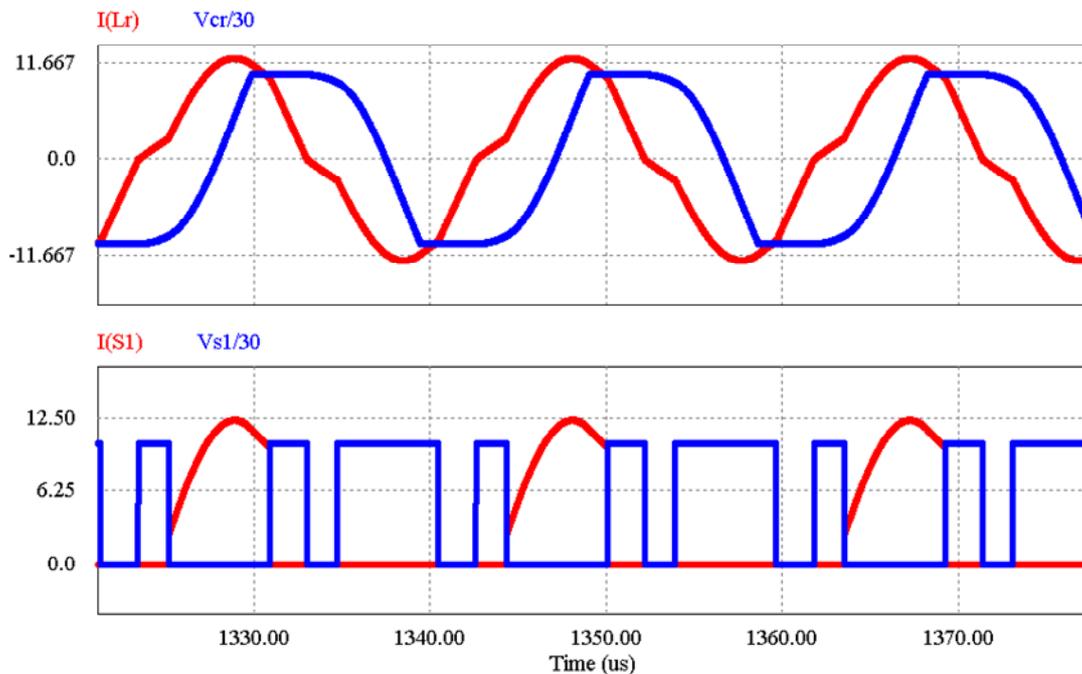


Fig. 4-34 - Comutação do conversor paralelo ressonante operando em oito etapas.

A Fig. 4-35 representa a corrente de saída simulada para as condições especificadas anteriormente.

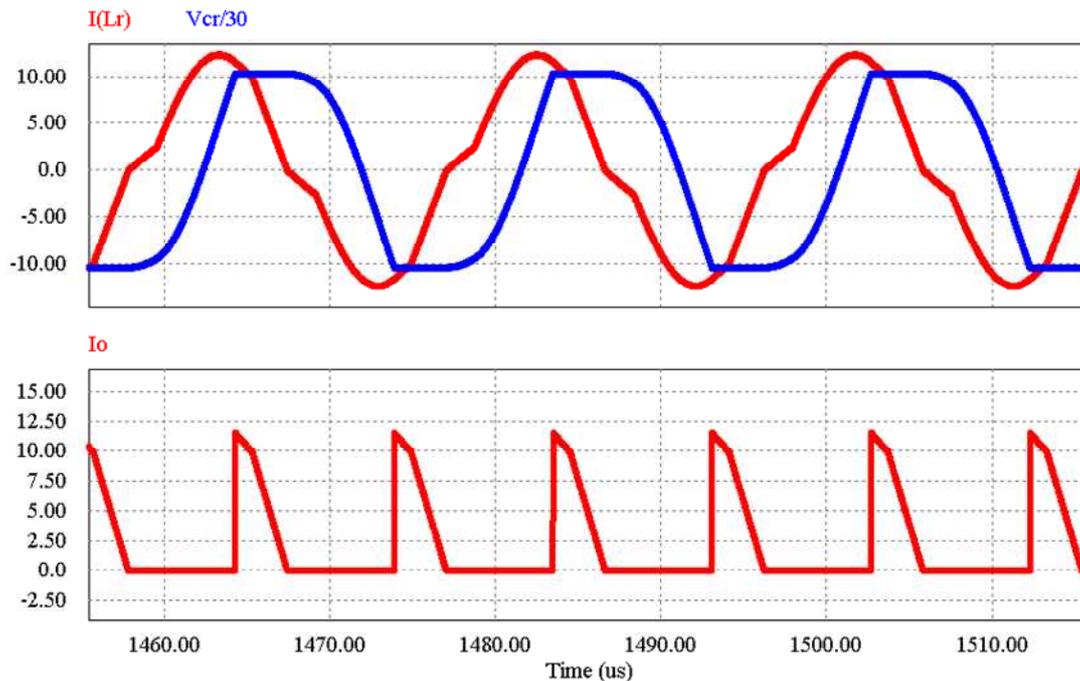


Fig. 4-35 – Corrente de saída para o conversor operando em oito etapas.

4.3 Análise Qualitativa e Quantitativa para Seis Etapas de Operação

No item 4.3 faz-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor meia ponte ressonante operando para seis etapas. Como será comprovado no decorrer deste tópico, quando o conversor operar neste modo não há controle da potência para uma variação de razão cíclica. Esta observação se justifica através do equacionamento das etapas, comprovando que as etapas lineares não dependem da razão cíclica.

4.3.1 Etapas de Operação

Apresenta-se primeiramente a descrição das etapas para este modo de operação e as principais formas de onda com os respectivos intervalos de tempo observados através da Fig. 4-42. Durante este modo de operação o conversor apresenta quatro etapas lineares em um período completo de comutação.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

A Fig. 4-36 representa o circuito equivalente para a primeira etapa de operação. Neste intervalo de tempo o diodo D_1 está conduzindo a corrente i_{Lr} .

Através do circuito equivalente, nota-se que o capacitor ressonante está com a tensão $-V_0$ aplicada em seus terminais, possibilitando a polarização da ponte retificadora, transferindo energia da entrada para a saída.

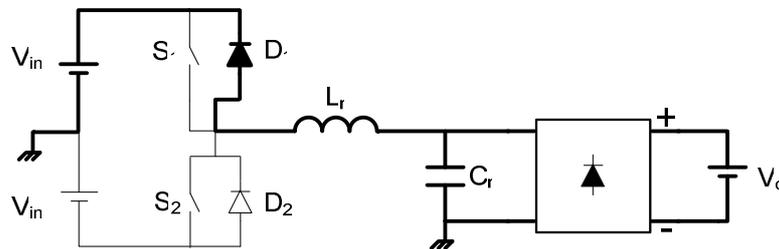


Fig. 4-36 – Primeira etapa de operação.

Segunda Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 o interruptor S_1 é habilitado, e com a inversão da corrente do indutor a nova etapa de operação está apresentada na Fig. 4-37. Durante o intervalo de tempo Δt_2 o capacitor começa a se carregar de forma ressonante até inverter a polaridade e atingir no instante t_3 a tensão de saída V_0 , iniciando a terceira etapa de operação.

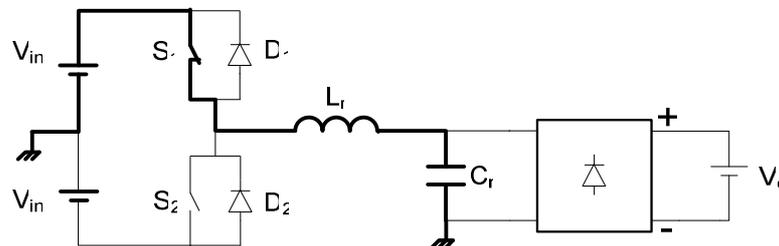


Fig. 4-37 – Segunda etapa de operação.

Terceira Etapa (t_2, t_3)

A quarta etapa tem início no momento em que a tensão aplicada sobre o capacitor C_r se igualar a V_0 , possibilitando a transferência de energia para a saída. A Fig. 4-38 mostra o circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

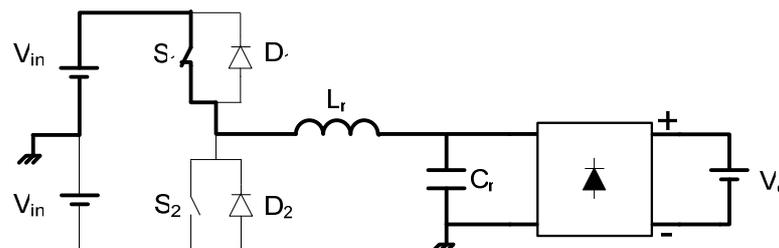


Fig. 4-38 – Terceira etapa de operação.

Quarta Etapa (t_3, t_4)

Quando o interruptor S_1 é bloqueado, o diodo D_2 assume a corrente de carga, como apresentado na Fig. 4-39, iniciando o segundo semiciclo da corrente no indutor. Esta etapa é análoga a primeira.

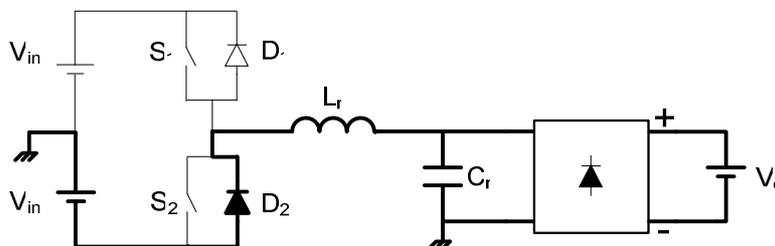


Fig. 4-39 – Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa (t_4, t_5)

Durante a quinta etapa, o capacitor C_r começa a se descarregar de forma ressonante através do interruptor S_2 , ou seja, agora não há transferência de energia para a saída. A Fig. 4-40 mostra o circuito equivalente para esta etapa de operação.

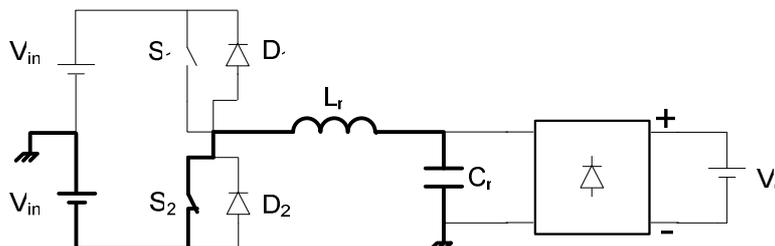


Fig. 4-40 – Quinta etapa de operação.

Sexta Etapa (t_5, t_6)

No instante t_5 , quando a tensão de saída alcançar a tensão $-V_0$ os diodos da ponte retificadora polarizam, passando a conduzir a corrente de carga e concluindo ao término desta, um ciclo completo de comutação. A Fig. 4-41 apresenta o circuito para a sexta etapa de operação.

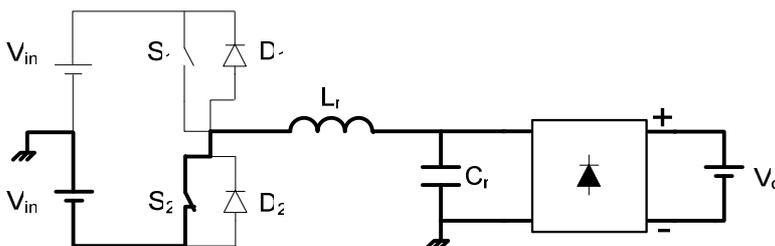


Fig. 4-41 – Sexta etapa de operação.

4.3.2 Formas de Onda e Plano de Fase

As principais formas de onda para o modo de seis etapas estão apresentadas na Fig. 4-42. Através da figura observa-se o descrito nas etapas de operação, da mesma forma que são apresentadas as condições iniciais para cada tempo. Estas condições facilitaram o equacionamento para a estrutura.

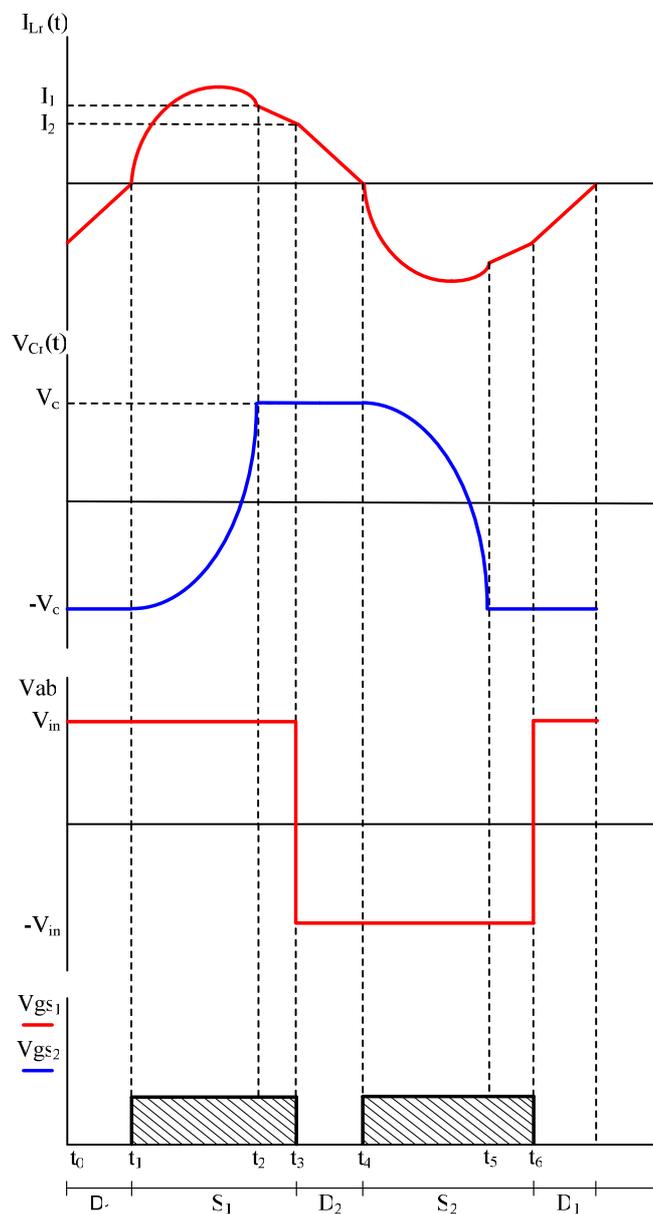


Fig. 4-42 – Formas de onda para seis etapas de operação.

O plano de fase para as seis etapas de operação pode ser analisado através da parametrização das variáveis apresentadas na Fig. 4-43.

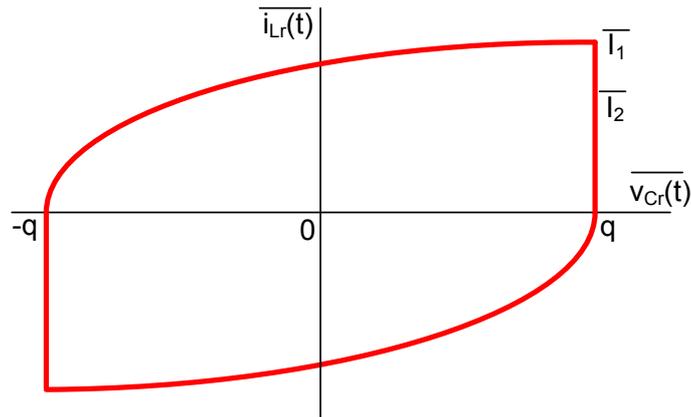


Fig. 4-43 – Plano de fase para seis etapas de operação.

4.3.3 Equacionamento para Seis Etapas de Operação

Este item descreverá o conversor ressonante paralelo operando com seis etapas, sendo que duas destas ressonantes, como descrito no item 4.3.1. Consideram-se as condições iniciais da corrente no indutor e da tensão no capacitor apresentadas na Fig. 4-42.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

As condições iniciais para a primeira etapa de operação estão definidas em (4.77).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_0) = -V_0 \\ i_{Lr}(t_0) = -I_2 \end{cases} \quad (4.77)$$

Através do circuito equivalente da primeira etapa de operação, tem-se (4.78).

$$V_{in} + V_0 - v_{Lr1}(t) = 0 \quad (4.78)$$

Utilizando a transformada de Laplace para resolver (4.78), chega-se em (4.79).

$$\begin{aligned} L_r \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} &= (V_{in} + V_0) \\ I_{Lr1}(s) &= \frac{(V_{in} + V_0)}{s^2 L_r} - \frac{I_2}{s} \end{aligned} \quad (4.79)$$

Expressando (4.79) no tempo com auxílio da transformada inversa de Laplace, obtém-se (4.80).

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(V_{in} + V_0)t}{L_r} - I_2 \quad (4.80)$$

Normalizando as equações para a tensão do capacitor e corrente do indutor, obtém-se (4.81).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr1}}(t) = -q \\ \overline{i_{Lr1}}(t) = w_0(1+q)t - \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.81)$$

Onde,

$$\overline{I_2} = \frac{zI_2}{V_{in}} \quad (4.82)$$

No instante $t = t_1$ os parâmetros normalizados são definidos em (4.83).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}}(t_1) = -q \\ \overline{i_{Lr}}(t_1) = 0 \end{cases} \quad (4.83)$$

Desta forma, substituindo (4.83) em (4.81) encontra-se a equação que determina o intervalo de tempo da primeira etapa.

$$\Delta t_1 = \frac{\overline{I_2}}{w_0(1+q)} \quad (4.84)$$

A equação (4.85) representa o plano de fase da primeira etapa de operação.

$$\overline{z_1}(t) = -q + w_0(1+q)t - \overline{I_2} \quad (4.85)$$

Segunda Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 as condições de tensão e corrente são dadas por:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_1) = -V_0 \\ i_{Lr}(t_1) = 0 \end{cases}$$

Analisando o circuito equivalente para esta etapa de operação, tem-se (4.86).

$$v_{Lr2}(t) + v_{Cr2}(t) - V_{in} = 0 \quad (4.86)$$

Como definido em (4.87).

$$i_{Lr2}(t) = i_{Cr2}(t) \quad (4.87)$$

Onde,

$$\begin{aligned} i_{Cr2}(t) &= C_r \frac{dv_{Cr2}(t)}{dt} \\ v_{Lr2}(t) &= L_r \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.88)$$

Obtém-se então, a equação (4.89).

$$L_r C_r \frac{d^2 v_{Cr2}(t)}{dt^2} + v_{Cr2}(t) - V_{in} = 0 \quad (4.89)$$

Resolvendo (4.89) utilizando transformada de Laplace, chega-se na equação (4.90).

$$V_{Cr2}(s) = \frac{V_{in} w_0^2}{s(s^2 + w_0^2)} - \frac{s V_0}{(s^2 + w_0^2)} \quad (4.90)$$

Expressando (4.90) no tempo, tem-se (4.91).

$$v_{Cr2}(t) = -(V_{in} + V_0) \cos(w_0 t) + V_{in} \quad (4.91)$$

Logo

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(V_{in} - V_0)}{z} \cdot \sin(w_0 t) \quad (4.92)$$

Normalizando as equações (4.91) e (4.92), determina-se (4.93).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr2}(t)} = -(1+q) \cos(w_0 t) + 1 \\ \overline{i_{Lr2}(t)} = (1+q) \sin(w_0 t) \end{cases} \quad (4.93)$$

No instante $t = t_2$ os parâmetros de tensão para o capacitor e corrente do indutor ficam definidos em (4.94)

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_2)} = q \\ \overline{i_{Lr}(t_2)} = \overline{I_1} \end{cases} \quad (4.94)$$

Desta forma, substituindo (4.94) em (4.93), encontra-se a equação que determina o intervalo de tempo da segunda etapa.

$$\Delta t_2 = \frac{1}{w_0} \left[\pi - \cos^{-1} \left(\frac{(q-1)}{(1+q)} \right) \right] \quad (4.95)$$

Enquanto que a expressão (4.96) define o plano de fase para esta etapa.

$$\overline{z_2(t)} = -(1+q) \cos(w_0 t) + (1+q) \sin(w_0 t) + 1 \quad (4.96)$$

Terceira Etapa (t_2, t_3)

As condições iniciais da terceira etapa de operação estão definidas em (4.97).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_2) = V_0 \\ i_{Lr}(t_2) = I_1 \end{cases} \quad (4.97)$$

Através da *LKT*, o equacionamento da terceira etapa fica definido pela expressão (4.98).

$$v_{Lr3}(t) + V_0 - V_{in} = 0 \quad (4.98)$$

$$L_r \frac{di_{Lr3}(t)}{dt} = (V_{in} - V_0) \quad (4.99)$$

Aplicando a transformada de Laplace para (4.99), encontra-se (4.100).

$$I_{Lr3}(s) = \frac{(V_{in} - V_0)t}{s^2 L_r} + \frac{I_1}{s} \quad (4.100)$$

Expressando (4.100) no tempo, chega-se a corrente do indutor ressonante definida por (4.101).

$$i_{Lr3}(t) = \frac{(V_{in} - V_0)t}{L_r} + I_1 \quad (4.101)$$

Normalizando a tensão e a corrente do indutor.

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr3}(t)} = q \\ \overline{i_{Lr3}(t)} = w_0(1-q)t + \overline{I_1} \end{cases} \quad (4.102)$$

No instante $t = t_3$ as condições são definidas por (4.103).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_3)} = q \\ \overline{i_{Lr}(t_3)} = \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.103)$$

Desta forma, substituindo (4.103) em (4.102) encontra-se a equação que determina o intervalo de tempo da terceira etapa.

$$\Delta t_3 = \frac{(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)}{w_0(1-q)} \quad (4.104)$$

O plano de fase para a terceira etapa fica definido pela equação (4.105). Observa-se nesta expressão que a etapa descrita é do tipo linear.

$$\overline{z_3}(t) = q + w_0(1-q)t + \bar{I}_1 \quad (4.105)$$

4.3.4 Limites de Operação

O modo de operação com seis etapas define pontos cruciais para o funcionamento adequado do conversor, respeitando as etapas descritas em 4.3.1. Sabe-se que em um período completo de comutação o conversor ressonante apresenta duas etapas ressonantes e quatro lineares.

Das etapas de operação sabe-se que:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_s}{2} \quad (4.106)$$

Manipulando a equação através dos intervalos de tempo definidos no equacionamento, obtém-se (4.107).

$$\frac{\bar{I}_2}{w_0(1+q)} + \frac{\pi}{w_0} - \frac{1}{w_0} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{q-1}{q+1}\right) + \frac{(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)}{w_0(1-q)} = \frac{T_s}{2} \quad (4.107)$$

Isolando a corrente parametrizada \bar{I}_2 chega-se a expressão (4.108).

$$\bar{I}_2 = \frac{w_0(1-q^2)}{2} \cdot \left[\frac{1}{2f_s} + \frac{2\sqrt{q}}{w_0(1-q)} - \frac{\pi}{w_0} + \frac{1}{w_0} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{q-1}{q+1}\right) \right] \quad (4.108)$$

A Fig. 4-44 apresenta a corrente parametrizada \bar{I}_2 em função do ganho estático, tendo como parâmetro de variação a relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância definido por μ_o .

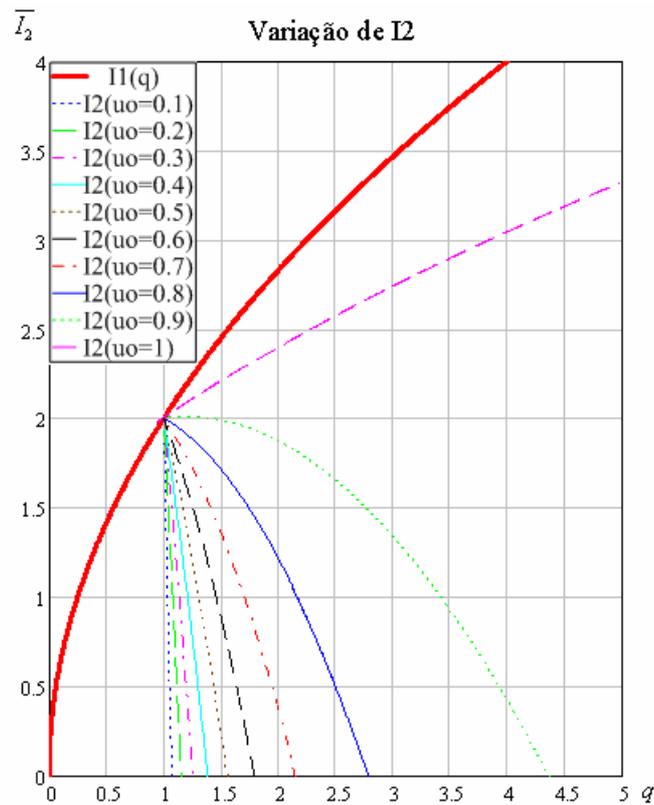


Fig. 4-44 – Ábaco para determinar a corrente parametrizada \bar{I}_2 em função do ganho estático, tendo como parâmetro de variação a razão cíclica.

A equação (4.108) mostra que a corrente \bar{I}_2 independe da razão cíclica, portanto conclui-se que para uma variação da razão cíclica não há alteração da corrente transferida para a carga.

Para obter a mínima razão cíclica considera-se que a razão cíclica limite é definida no intervalo Δt_3 , ou seja, esta razão cíclica limite deve assegurar que em t_3 a corrente \bar{I}_2 seja em casos extremos nula.

Assim,

$$\begin{aligned} \Delta t_3 &= t_3 - t_2 \\ \Delta t_3 &= \frac{T_s}{2} - D_{\text{lim}} T_s \end{aligned} \quad (4.109)$$

Logo, tem-se (4.110).

$$D_{\text{lim}} = \frac{1}{2} - \frac{I_2 f_s}{w_0(1+q)} \quad (4.110)$$

Os limites de razão cíclica em função do ganho estático estão apresentados na Fig. 4-45.

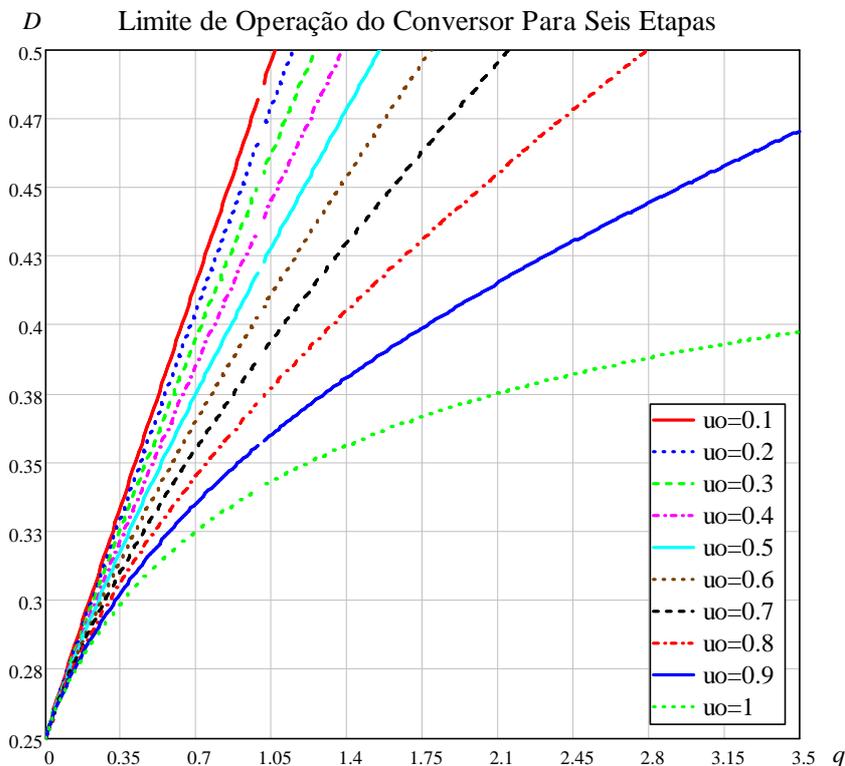


Fig. 4-45 – Limite de operação do conversor meia ponte ressonante operando em seis etapas tendo como parâmetro de variação μ_o .

Observa-se que para um determinado ganho de tensão e um μ_o fixo há um ponto limite de razão cíclica, ou seja, abaixo do ponto limite o conversor deixa de operar em seis etapas migrando para o modo de oito etapas.

4.3.5 Simulação

O 4.3.5 tem por objetivo validar a análise do conversor meia ponte ressonante para seis etapas, portanto propõem-se, com o auxílio do *software* PSIM, a simulação que represente as etapas até então descritas e comprove com eficiência os ábacos apresentados para os limites de operação.

Sendo assim, apresenta-se a seguir os principais parâmetros para a simulação do conversor. Optou-se por manter o mesmo ganho de tensão, frequência de comutação e μ_o anteriormente apresentados para o conversor operando em oito etapas. Assim, a indutância e a capacitância são iguais, com exceção da razão cíclica, como definido a seguir.

- Ganho estático $q = 2$;
- Frequência de ressonância $f_o = 55kHz$;
- Relação $\mu_o = 0,9$, portanto com $f_s = 49,5kHz$;
- Razão cíclica definida por $D = 0,45$;
- $L_r = 100\mu H$ e $C_r = 83.7\mu F$;

Novamente a tensão de entrada é fixada em 155V resultando em uma tensão de saída de 310V .

De acordo com os ábacos apresentados na Fig. 4-45 e com as condições definidas acima, o funcionamento do conversor para seis etapas é garantido desde que este opere com razão cíclica acima de 0,41 .

A Fig. 4-46 apresenta as corrente nas chaves e nos diodos em antiparalelo, definidas por D_1 e D_2 . Para todas as figuras são apresentadas a corrente no indutor e a tensão no capacitor ressonante, como forma de referência para o modo de seis etapas.

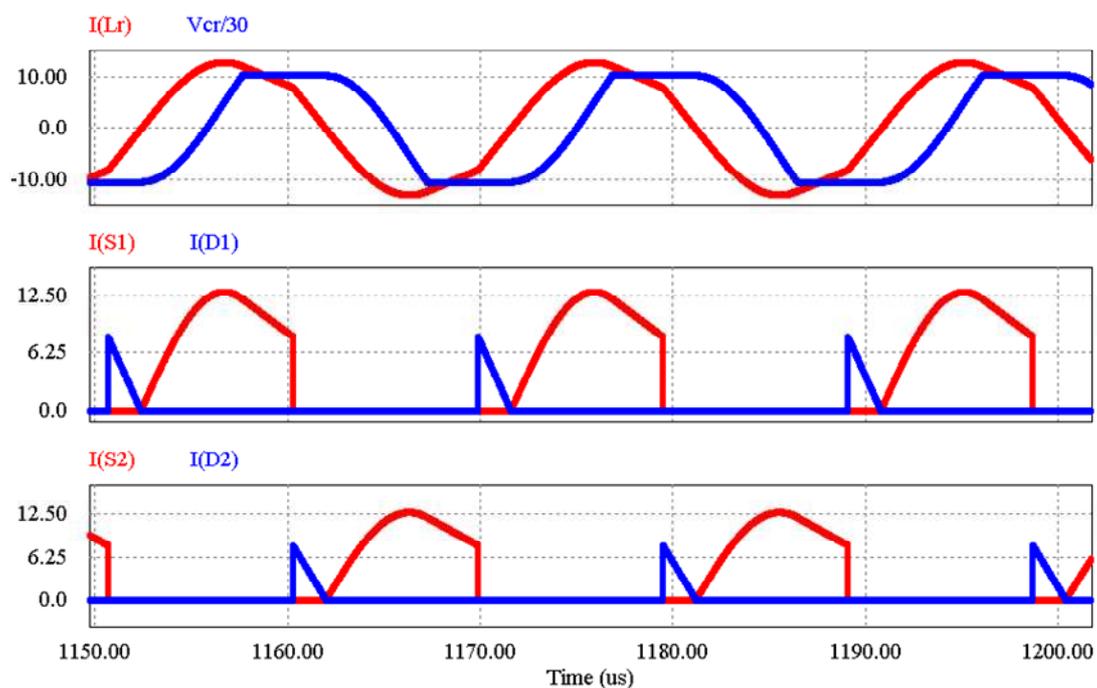


Fig. 4-46 - Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em seis etapas.

A Fig. 4-47 apresenta a tensão V_{ab} e os pulsos de gatilho para as condições impostas para a simulação. Já a Fig. 4-48 representa o detalhe da comutação para as seis etapas de operação do conversor.

Nota-se na Fig. 4-48 que para as seis etapas a entrada em condução das chaves é do tipo ZVS, ou seja, a tensão é nula quando o interruptor passa a conduzir, enquanto que o bloqueio é dissipativo.

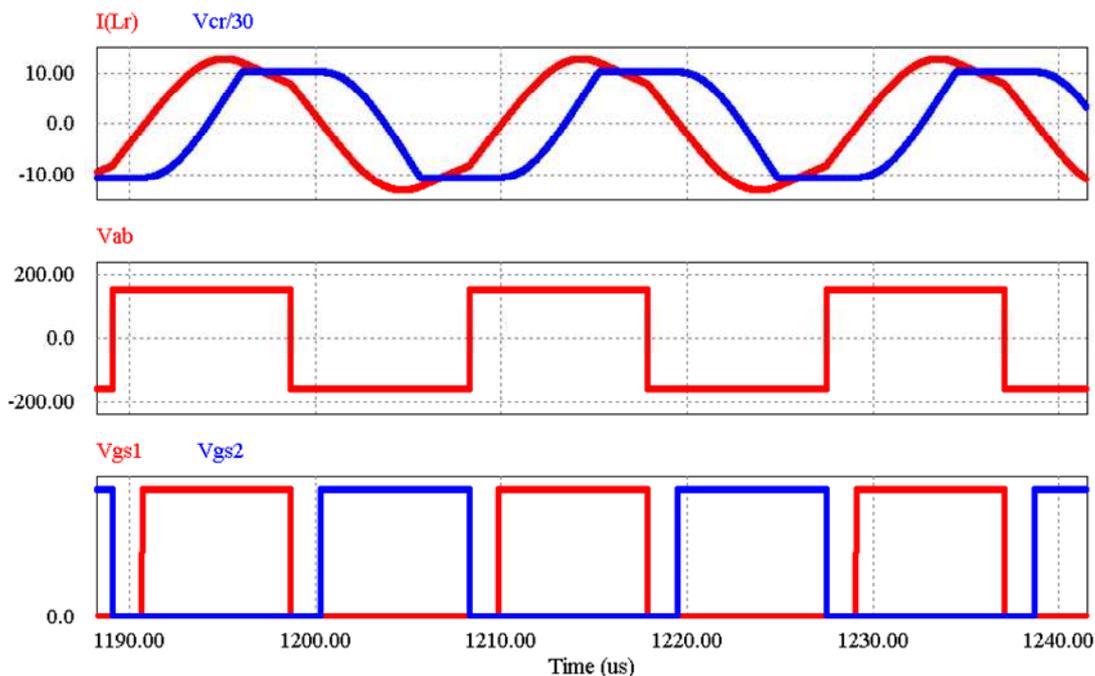


Fig. 4-47 – Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas.

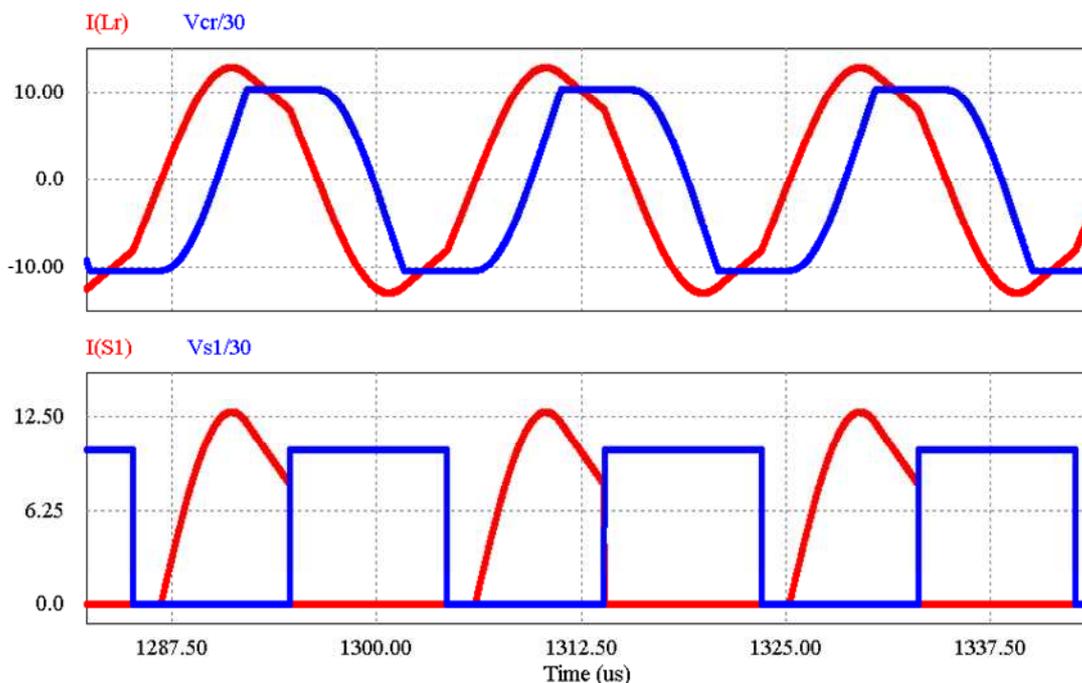


Fig. 4-48 – Comutação do conversor paralelo ressonante operando em seis etapas.

A corrente de saída para o modo de seis etapas está apresentada na Fig. 4-49 e observa-se que só há transferência de energia para a carga quando o conversor operar nas etapas lineares.

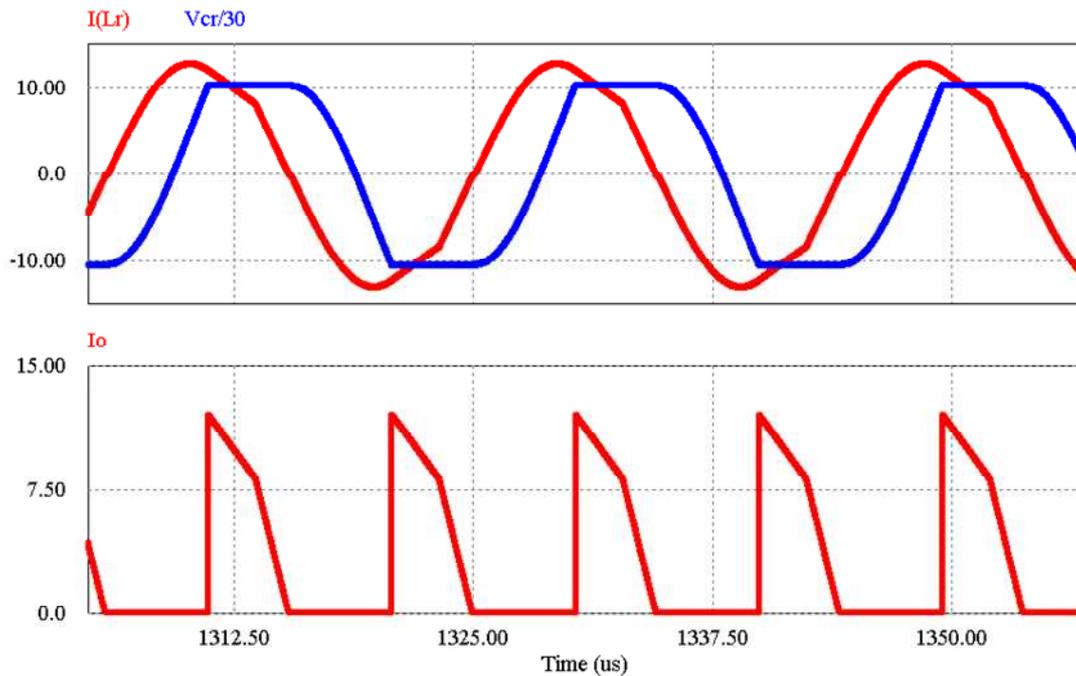


Fig. 4-49 - Corrente de saída para o conversor operando em seis etapas.

4.4 Análise Qualitativa e Quantitativa para Seis Etapas de Operação Considerando a Tensão de Saída Menor que a Tensão de Entrada.

No item 4.4 analisa-se o conversor meia ponte ressonante operando para seis etapas, porém com uma ressalva em relação ao item anterior, pois agora a tensão de entrada é maior que a tensão de saída, ou seja, o estudo é feito para $q < 1$. Este modo de operação pode ser contínuo ou descontínuo dependendo dos parâmetros adotados em projeto.

4.4.1 Etapas de Operação

Apresenta-se primeiramente a descrição das etapas para este modo de operação e as principais formas de onda com os respectivos intervalos de tempo, observadas na Fig. 4-56. O conversor apresenta quatro etapas lineares em um período completo de comutação, semelhante ao que foi descrito no modo anterior, embora a diferença fundamental se caracterize na corrente da terceira etapa, pelo fato do conversor operar com $q < 1$.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

A Fig. 4-50 representa o circuito equivalente para a primeira etapa de operação. Durante este intervalo de tempo o diodo D_1 está conduzindo a corrente i_{Lr} . Através do

circuito equivalente nota-se que o capacitor ressonante está com a tensão $-V_0$ aplicada em seus terminais, possibilitando assim, a polarização da ponte retificadora e a transferência de energia da entrada para a saída.

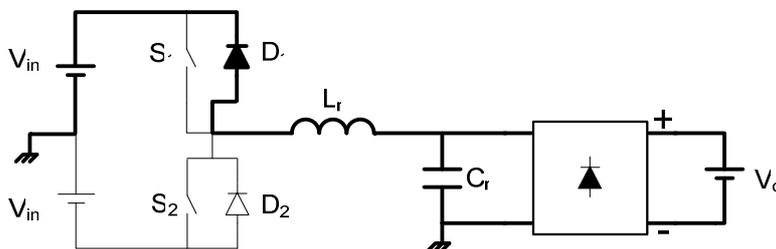


Fig. 4-50 – Primeira etapa de operação.

Segunda Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 o interruptor S_1 é habilitado, e com a inversão da corrente do indutor a nova etapa de operação está apresentada na Fig. 4-51. Esta etapa de operação é ressonante até que a tensão do capacitor alcance a tensão imposta na saída.

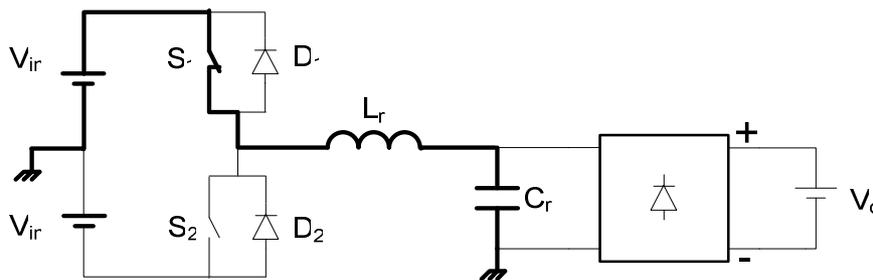


Fig. 4-51 – Segunda etapa de operação.

Terceira Etapa (t_2, t_3)

A Fig. 4-52 mostra o circuito equivalente para a terceira etapa de operação. Nota-se que é a mesma descrição do modo anterior, com a diferença que neste caso a corrente no indutor é crescente devido a tensão de entrada ser maior que a tensão de saída.

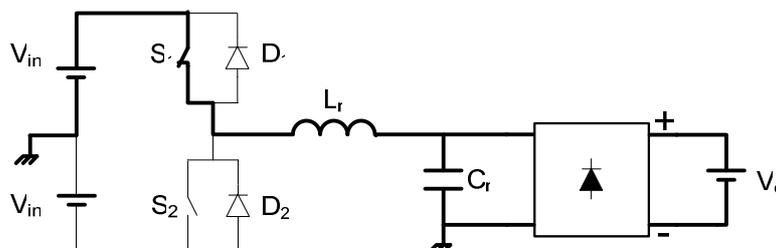


Fig. 4-52 – Terceira etapa de operação.

Quarta Etapa (t_3, t_4)

Esta etapa é análoga a primeira. Quando o interruptor S_1 é bloqueado, o diodo D_2 assume a corrente de carga como apresentado na Fig. 4-53, iniciando o segundo semiciclo da corrente no indutor.

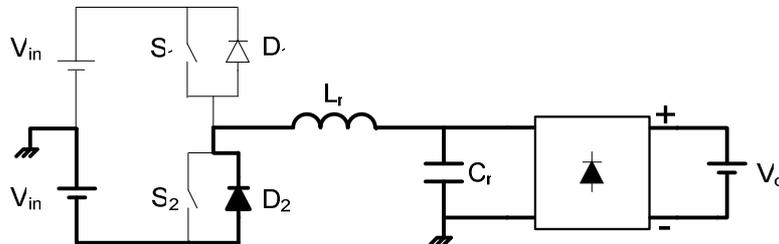


Fig. 4-53 – Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa (t_4, t_5)

Durante a quinta etapa o capacitor C_r começa a se descarregar de forma ressonante através do interruptor S_2 . A Fig. 4-54 mostra o circuito equivalente para esta etapa de operação.

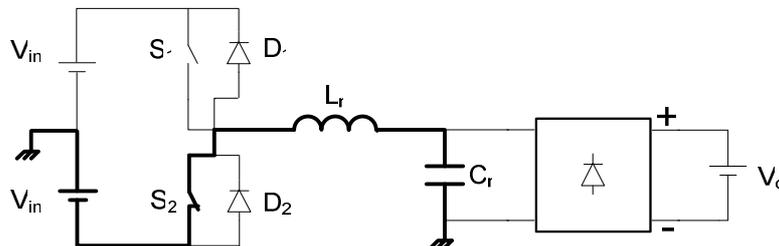


Fig. 4-54 – Quinta etapa de operação.

Sexta Etapa (t_5, t_6)

Em t_5 , os diodos da ponte retificadora conduzem a corrente de carga, concluindo ao término desta etapa um ciclo completo de comutação. A Fig. 4-55 apresenta o circuito para a sexta etapa de operação.

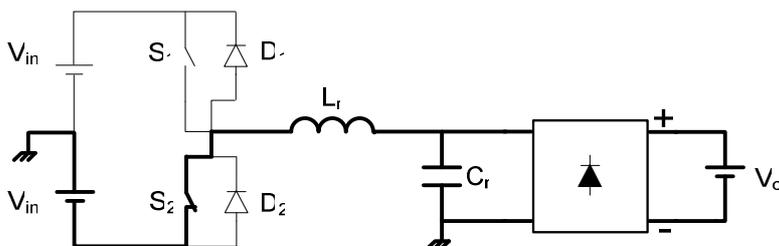


Fig. 4-55 – Sexta etapa de operação.

4.4.2 Formas de Onda e Plano de Fase

As principais formas de onda para o modo de seis etapas com ganho de tensão inferior a unidade estão apresentadas na Fig. 4-56. Através da figura observa-se a descrição das etapas de operação e as condições para cada intervalo de tempo. Quando o conversor operar com $q < 1$ a corrente inicial da terceira etapa (I_1) deve ser menor que a condição final desta mesma etapa (I_2). O plano de fase para esta estrutura pode ser observado na Fig. 4-57.

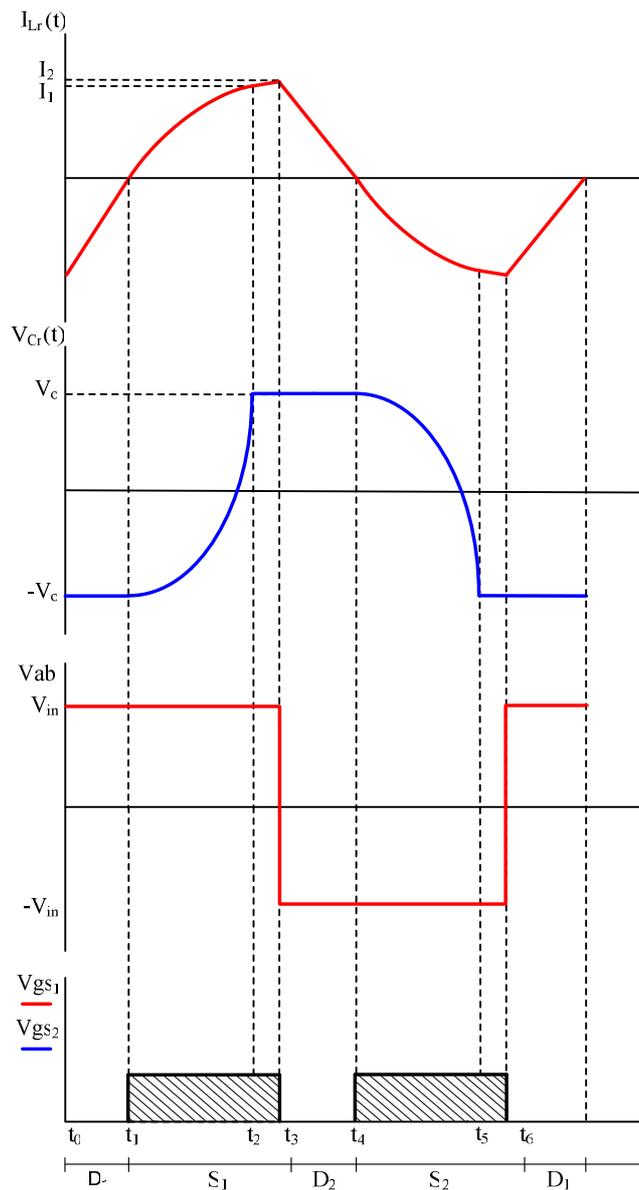


Fig. 4-56 - Formas de onda para seis etapas de operação com $q < 1$.

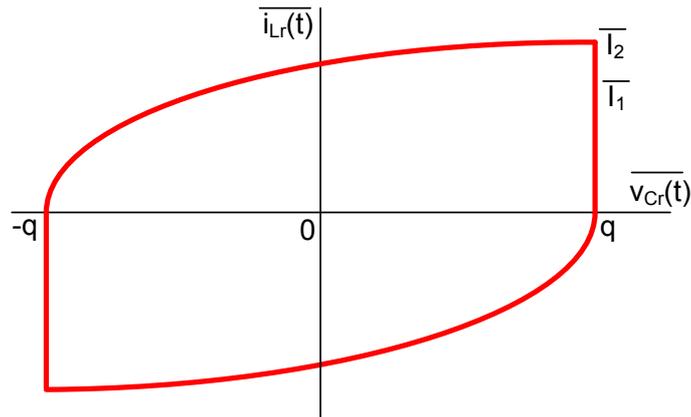


Fig. 4-57 – Plano de fase para seis etapas de operação com $q < 1$

4.4.3 Equacionamento para Seis Etapas de Operação

Este item apresenta todo o equacionamento para o conversor ressonante paralelo operando com frequência de comutação menor que a frequência de ressonância e com relação de tensão inferior a unidade.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

As condições iniciais para a primeira etapa estão definidas em (4.111).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_0) = -V_0 \\ i_{Lr}(t_0) = -I_2 \end{cases} \quad (4.111)$$

Analisando o circuito equivalente da primeira etapa de operação, obtém-se a expressão (4.112).

$$V_{in} + V_0 - v_{Lr1}(t) = 0 \quad (4.112)$$

Utilizando a transformada de Laplace em (4.112) chega-se em (4.113).

$$\begin{aligned} L_r \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} &= (V_{in} + V_0) \\ I_{Lr1}(s) &= \frac{(V_{in} + V_0)}{s^2 L_r} - \frac{I_2}{s} \end{aligned} \quad (4.113)$$

A equação (4.114) é a representação temporal de (4.113), enquanto que (4.115) é a normalização da tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante.

$$i_{Lr1}(t) = \frac{(V_{in} + V_0)t}{L_r} - I_2 \quad (4.114)$$

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr1}(t)} = -q \\ \overline{i_{Lr1}(t)} = w_0(1+q)t - \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.115)$$

Onde a corrente normalizada $\overline{I_2}$ é dada por (4.116).

$$\overline{I_2} = \frac{zI_2}{V_{in}} \quad (4.116)$$

No instante $t = t_1$ os parâmetros normalizados são definidos em (4.83).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_1)} = -q \\ \overline{i_{Lr}(t_1)} = 0 \end{cases} \quad (4.117)$$

Substituindo estas condições em (4.115), encontra-se a equação (4.118) que determina o intervalo de tempo da primeira etapa.

$$\Delta t_1 = \frac{\overline{I_2}}{w_0(1+q)} \quad (4.118)$$

A equação (4.119) representa o plano de fase da primeira etapa de operação.

$$\overline{z_1(t)} = -q + w_0(1+q)t - \overline{I_2} \quad (4.119)$$

Segunda Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 as condições de tensão e corrente são dadas por (4.120).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_1) = -V_0 \\ i_{Lr}(t_1) = 0 \end{cases} \quad (4.120)$$

Analisando o circuito equivalente para esta etapa de operação, tem-se (4.121).

$$v_{Lr2}(t) + v_{Cr2}(t) - V_{in} = 0 \quad (4.121)$$

Da análise do circuito observa-se (4.122).

$$i_{Lr2}(t) = i_{Cr2}(t) \quad (4.122)$$

Onde,

$$\begin{aligned} i_{Cr2}(t) &= C_r \frac{dv_{Cr2}(t)}{dt} \\ v_{Lr2}(t) &= L_r \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.123)$$

Resolvendo este sistema, chega-se a equação diferencial de segunda ordem dada por (4.124).

$$L_r C_r \frac{d^2 v_{Cr2}(t)}{dt^2} + v_{Cr2}(t) - V_{in} = 0 \quad (4.124)$$

Utilizando a transformada de Laplace, chega-se na equação (4.125) que também pode ser expressa na forma temporal por (4.126).

$$V_{Cr2}(s) = \frac{V_{in} w_0^2}{s(s^2 + w_0^2)} - \frac{sV_0}{(s^2 + w_0^2)} \quad (4.125)$$

$$v_{Cr2}(t) = -(V_{in} + V_0) \cos(w_0 t) + V_{in} \quad (4.126)$$

Logo, a corrente do indutor para esta etapa de operação é definida em (4.127). A normalização da tensão e corrente são expressas por (4.128).

$$i_{Lr2}(t) = \frac{(V_{in} - V_0)}{z} \cdot \sin(w_0 t) \quad (4.127)$$

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr2}(t)} = -(1+q) \cos(w_0 t) + 1 \\ \overline{i_{Lr2}(t)} = (1+q) \sin(w_0 t) \end{cases} \quad (4.128)$$

No instante $t = t_2$ os parâmetros de tensão para o capacitor e corrente do indutor ficam definidos em (4.129).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_2)} = q \\ \overline{i_{Lr}(t_2)} = \overline{I_1} \end{cases} \quad (4.129)$$

Substituindo estas condições em (4.128), encontra-se a equação (4.130) que determina o intervalo de tempo da segunda etapa.

$$\Delta t_2 = \frac{1}{w_0} \left[\cos^{-1} \left(\frac{(-q+1)}{(1+q)} \right) \right] \quad (4.130)$$

Enquanto que a expressão (4.131) define o plano de fase para esta etapa.

$$\overline{z_2(t)} = -(1+q)\cos(w_0t) + (1+q)\sin(w_0t) + 1 \quad (4.131)$$

Terceira Etapa (t_2, t_3)

As condições iniciais da terceira etapa de operação estão definidas em (4.132).

$$\begin{cases} v_{Cr}(t_2) = V_0 \\ i_{Lr}(t_2) = I_1 \end{cases} \quad (4.132)$$

Através da *LKT*, o equacionamento da terceira etapa fica expresso por (4.133).

$$v_{Lr3}(t) + V_0 - V_{in} = 0 \quad (4.133)$$

$$L_r \frac{di_{Lr3}(t)}{dt} = (V_{in} - V_0) \quad (4.134)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.134) encontra-se (4.135) que também é definida no tempo por (4.136).

$$I_{Lr3}(s) = \frac{(V_{in} - V_0)t}{s^2 L_r} + \frac{I_1}{s} \quad (4.135)$$

$$i_{Lr3}(t) = \frac{(V_{in} - V_0)t}{L_r} + I_1 \quad (4.136)$$

Normalizando a tensão e a corrente do indutor, tem-se (4.137).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr3}(t)} = q \\ \overline{i_{Lr3}(t)} = w_0(1-q)t + \overline{I_1} \end{cases} \quad (4.137)$$

No instante $t = t_3$ as condições são definidas por (4.138).

$$\begin{cases} \overline{v_{Cr}(t_3)} = q \\ \overline{i_{Lr}(t_3)} = \overline{I_2} \end{cases} \quad (4.138)$$

O intervalo de tempo da terceira etapa, dada por (4.139) é o resultado da substituição de (4.138) em (4.137).

$$\Delta t_3 = \frac{(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)}{w_0(1-q)} \quad (4.139)$$

O plano de fase para a terceira etapa fica definido pela equação (4.140).

$$\overline{z_3(t)} = q + w_0(1-q)t + \bar{I}_1 \quad (4.140)$$

4.4.4 Limites de Operação

O modo de operação para seis etapas com $q < 1$ define pontos limites entre a região contínua e descontínua, sendo que os parâmetros de variação relacionam o ganho de tensão, razão cíclica e relação de frequência. Considerando o caso contínuo, sabe-se que em um período completo de comutação o conversor ressonante apresenta duas etapas ressonantes e quatro lineares, portanto tem-se que:

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{T_s}{2} \quad (4.141)$$

Manipulando a equação (4.141) através dos intervalos de tempo definidos no equacionamento anteriormente apresentado obtém-se (4.142).

$$\frac{\bar{I}_2}{w_0(1+q)} + \frac{1}{w_0} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{-q+1}{q+1}\right) + \frac{(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)}{w_0(1-q)} = \frac{T_s}{2} \quad (4.142)$$

Isolando a corrente parametrizada \bar{I}_2 chega-se a expressão (4.143).

$$\bar{I}_2 = \frac{(1+q) \cdot (-q+1)}{2} \cdot \left[\frac{\pi}{\mu_o} + \frac{2\sqrt{q}}{(1-q)} - \cos^{-1}\left(\frac{-q+1}{q+1}\right) \right] \quad (4.143)$$

A partir de (4.143) determina-se a expressão para a razão cíclica limite entre os modos contínuo e descontínuo. Primeiramente considera-se que a razão cíclica é definida pela soma dos intervalos de tempo da segunda e terceira etapa de operação. Levando em conta esta afirmação e considerando (4.141) chega-se a equação (4.144) que define o limite entre o estado contínuo e descontínuo, podendo ser demonstrado através do ábaco da Fig. 4-58.

$$D_{\text{lim}} = \frac{1}{2} - \frac{\mu_o \cdot (-q+1)}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{\pi}{\mu_o} + \frac{2\sqrt{q}}{(1-q)} - \cos^{-1}\left(\frac{-q+1}{q+1}\right) \right] \quad (4.144)$$

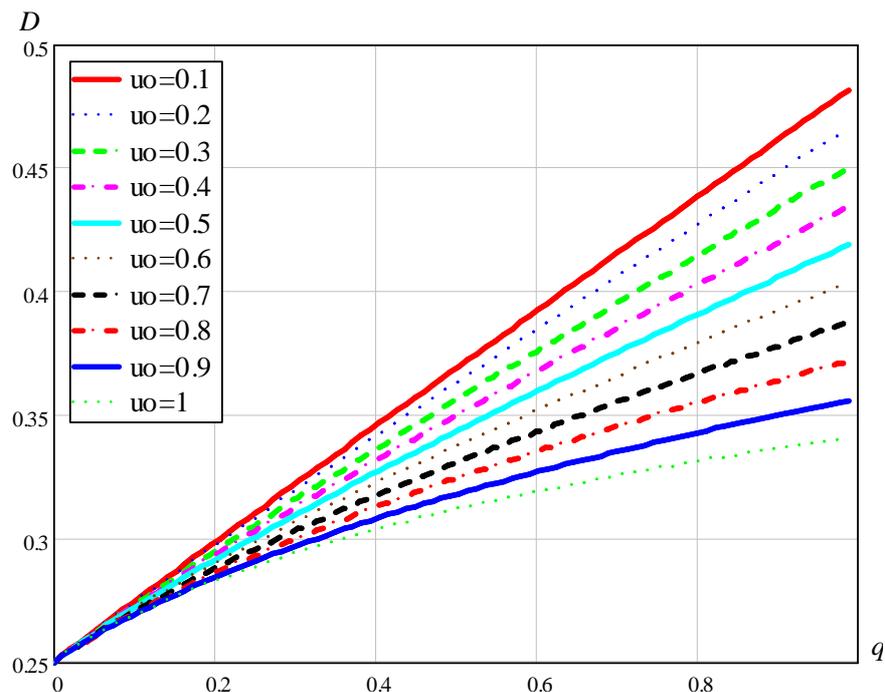


Fig. 4-58 – Limite de operação para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.

A Fig. 4-58 demonstra que para determinado ganho de tensão e μ_o , o conversor apresenta um ponto limite de razão cíclica definindo assim se o conversor opera no modo contínuo ou descontínuo.

4.4.5 Simulação

Apresenta-se neste item uma simulação para demonstrar a validade do estudo efetuado para o modo de operação em seis etapas com $q < 1$. Para tanto, apresentam-se abaixo alguns parâmetros para o circuito.

- Ganho estático $q = 0,5$;
- Frequência de ressonância $f_o = 55kHz$;
- Relação $\mu_o = 0,9$, portanto com $f_s = 49,5kHz$;
- Razão cíclica definida por $D = 0,5$;
- $L_r = 100\mu H$ e $C_r = 83,7\mu F$;

Novamente a tensão de entrada é fixada em $155V$, resultando em uma tensão de saída de $77,5V$.

De acordo com os ábacos apresentados na Fig. 4-58 e com as condições definidas acima o funcionamento do conversor para seis etapas no modo contínuo é garantido desde que este opere com razão cíclica acima de $0,32$.

A Fig. 4-59 apresenta as correntes nos interruptores e nos diodos em antiparalelo, definidos por D_1 e D_2 . Já na Fig. 4-61 e Fig. 4-60 estão as formas de onda para a tensão V_{ab} e os pulsos de comando fornecidos aos interruptores. A corrente no indutor e a tensão no capacitor ressonante são apresentadas em todas as figuras obtidas para a simulação deste modo de operação.

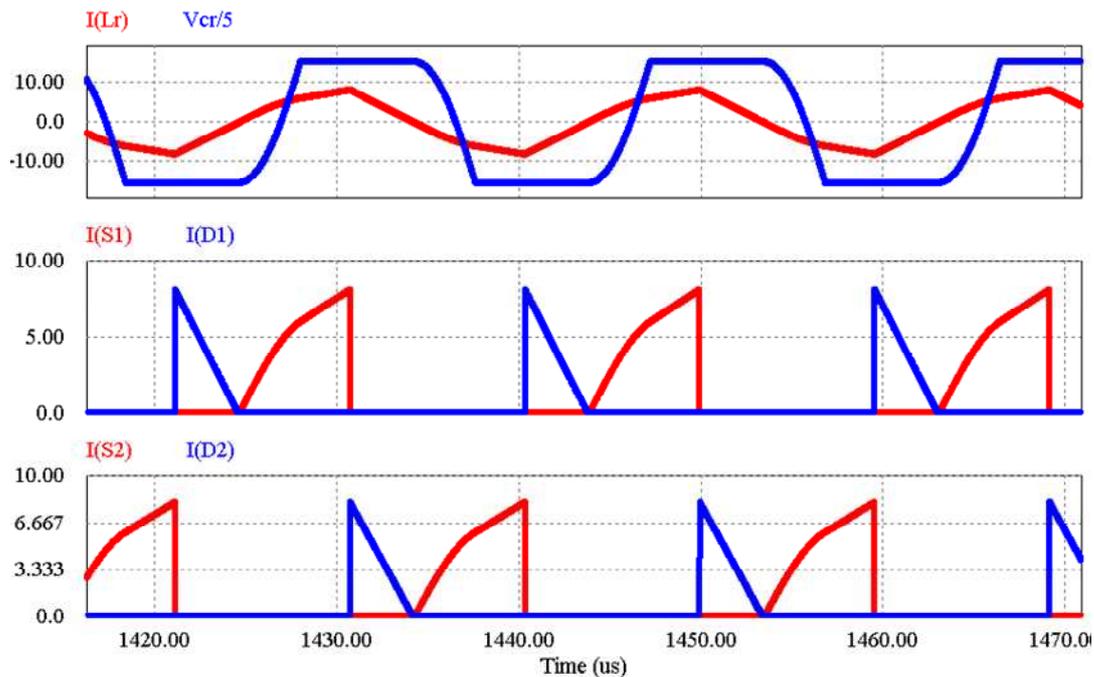


Fig. 4-59 - Correntes nos interruptores e diodos em antiparalelo para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.

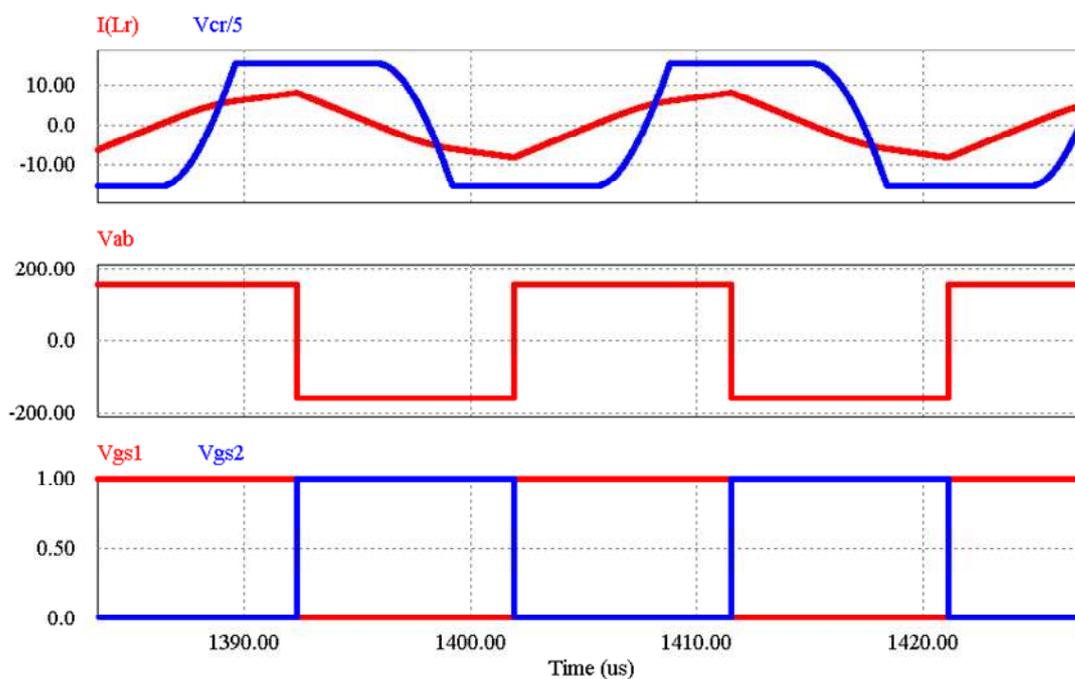


Fig. 4-60 - Tensão V_{ab} e pulsos de comando para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.

A Fig. 4-61 apresenta a comutação em um dos interruptores do conversor. Nota-se que a entrada em condução é do tipo *ZVS* enquanto que o bloqueio é dissipativo. Na Fig. 4-62 está representada a corrente transferida para a saída, verifica-se que isto ocorre na primeira e terceira etapa de operação.

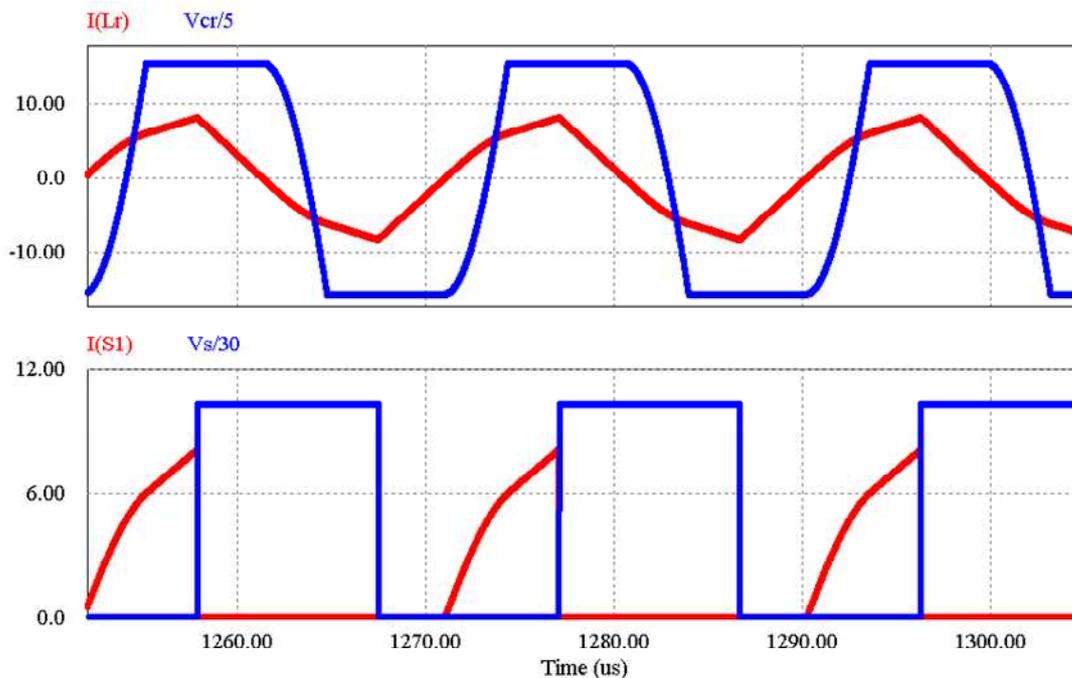


Fig. 4-61 – Comutação do conversor paralelo ressonante operando em seis etapas com $q < 1$.

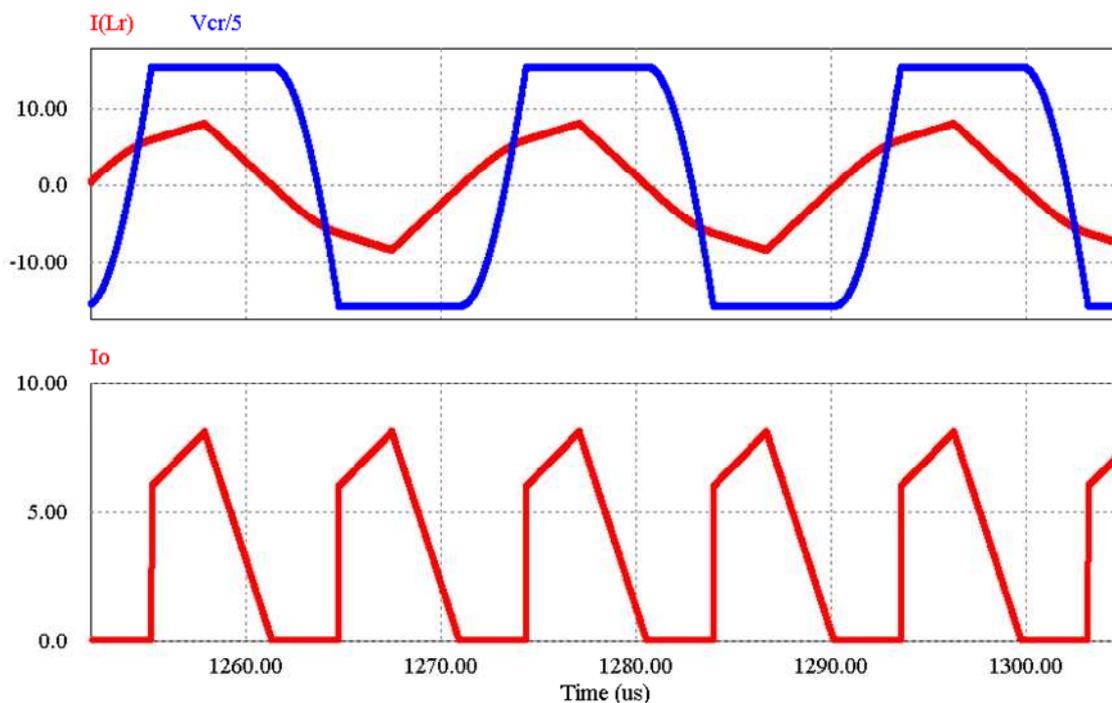


Fig. 4-62 - Corrente de saída para o conversor operando em seis etapas com $q < 1$.

De acordo com os cálculos,

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 6,07 A \\
 I_2 &= 8,18 A \\
 \Delta t_1 &= 3,45 \mu s
 \end{aligned}
 \tag{4.145}$$

Os resultados obtidos por esta simulação validam os equacionamentos efetuados, bem como, descrevem claramente as etapas de operação mencionadas.

4.5 Característica de Saída e Esforços

Antes de apresentar as curvas para a característica de saída do conversor operando com frequência de ressonância maior que a frequência de comutação, esclarece-se a seguinte análise. A Fig. 4-63 representa um circuito de fácil entendimento para exemplificação da forma como se comporta o conversor em um sistema de malha aberta considerando a curva de carga do *laser*.

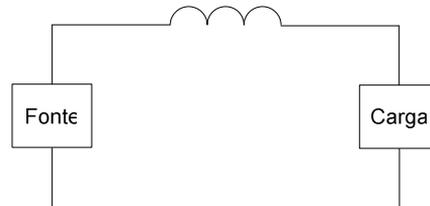


Fig. 4-63 – Circuito para exemplificação da característica de saída.

Como observado, o circuito da Fig. 4-63 apresenta um bloco que caracteriza a entrada de um determinado conversor enquanto que o bloco de saída representa a característica típica de uma carga.

Na primeira análise a Fig. 4-64 representa um tipo característico das funções do conversor e de uma carga de resistência positiva. Se estas curvas forem levadas ao circuito da Fig. 4-63, conclui-se que se o conversor estiver em um determinado ponto de operação, e por uma eventual situação se queira elevar a corrente de carga por meio da variação de razão cíclica, ocorre um aumento da tensão de entrada. Portanto, se o sistema estiver operando em malha aberta, o mesmo será estável, pois a tensão da fonte segundo a característica da própria, também se eleva fornecendo para a carga a elevação de corrente requerida.

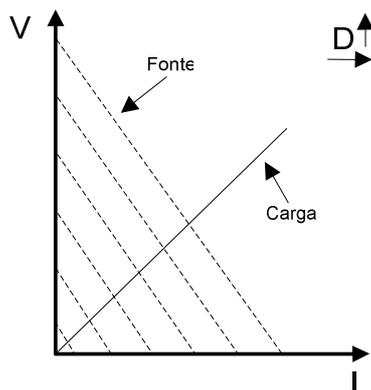


Fig. 4-64 – Curva característica para a fonte e a carga de resistência positiva.

Agora, será considerada uma segunda análise que demonstrará a instabilidade quando há operação do conversor em malha aberta e com características elétricas representadas através da Fig. 4-65.

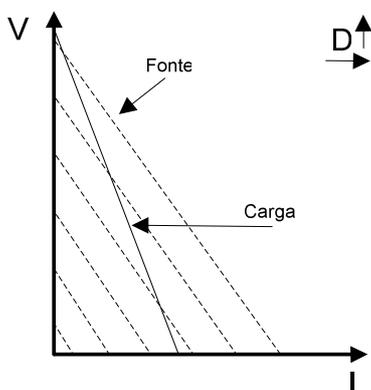


Fig. 4-65 - Curva característica para a fonte e a carga de resistência diferencial negativa.

Nota-se que a característica da carga pode ser muito próxima de um modelo de resistência diferencial negativa. Desta forma, se a comparação destas curvas for levada ao circuito da Fig. 4-63, pode-se concluir que se um aumento da corrente de carga for provocado o ponto de operação da tensão da fonte diminui. Essa diminuição da tensão de entrada provoca uma diminuição da corrente fornecida para a carga, o que gera uma instabilidade no sistema quando operado em malha aberta.

Este tópico tem por finalidade levantar as características de saída do conversor para frequência de comutação menor que a frequência de ressonância e juntamente com a característica de tensão e corrente do *laser*, possibilitar um projeto adequado para implementação da fonte de raio *laser*.

4.5.1 Característica de Saída

Este item apresenta as características de saída para o conversor paralelo ressonante para diferentes valores de μ_0 . De acordo com os requisitos de projeto, avaliam-se somente valores de $\mu_0 < 1$, uma vez que a frequência de comutação é menor que a frequência de ressonância.

Devido a complexidade da estrutura os resultados obtidos para as características de saída foram obtidos numericamente através do *software* Mathcad. Este método implementado considera todos os modos de operação respeitando os limites impostos pelos mesmos.

A corrente média de saída parametrizada para o modo de oito etapas é dado por (4.146)

$$\overline{I_{omed}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}}(t) dt) + \int_0^{\Delta t_4} (\overline{i_{Lr4}}(t) dt) \right] \quad (4.146)$$

Já a equação (4.147) representa a corrente média de saída parametrizada para o conversor operando em seis etapas.

$$\overline{I_{omed}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}}(t) dt) + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}}(t) dt) \right] \quad (4.147)$$

Os ábacos de característica de saída a seguir apresentados e os anteriormente detalhados em função de cada modo de operação permitem ao projetista avaliar o comportamento do conversor meia ponte ressonante e determinar com precisão, a partir das especificações de projeto a funcionabilidade do circuito.

A Fig. 4-66 e a Fig. 4-67 apresentam as características de saída para $\mu_0 = 0,1$ e $\mu_0 = 0,2$, respectivamente. Observa-se nos gráficos que a notação q se refere a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, enquanto que $\overline{I_{omed}}$ é a corrente normalizada em função da corrente média de saída, a impedância resultante do indutor e do capacitor e a tensão de entrada.

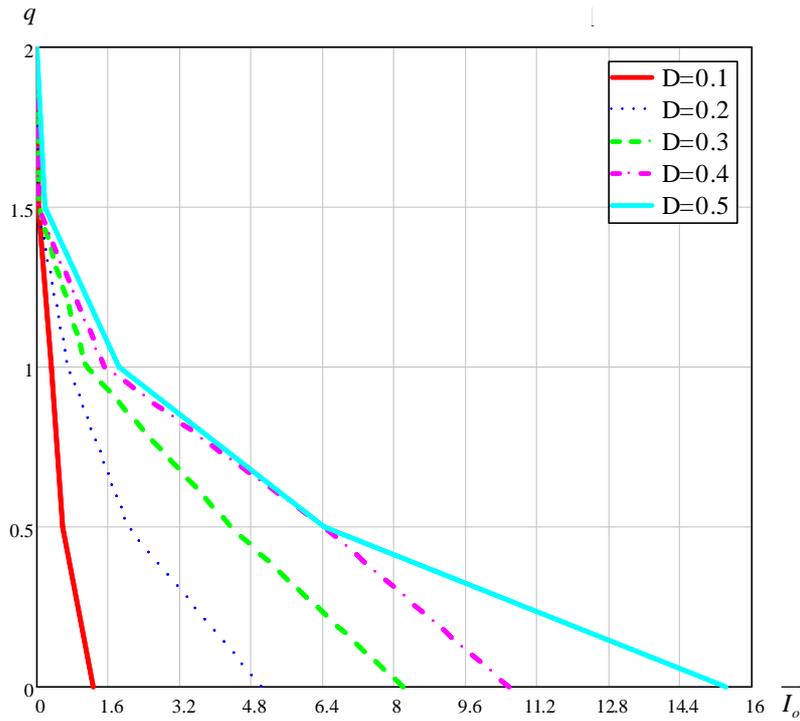


Fig. 4-66 – Característica de saída para $\mu_o = 0,1$.

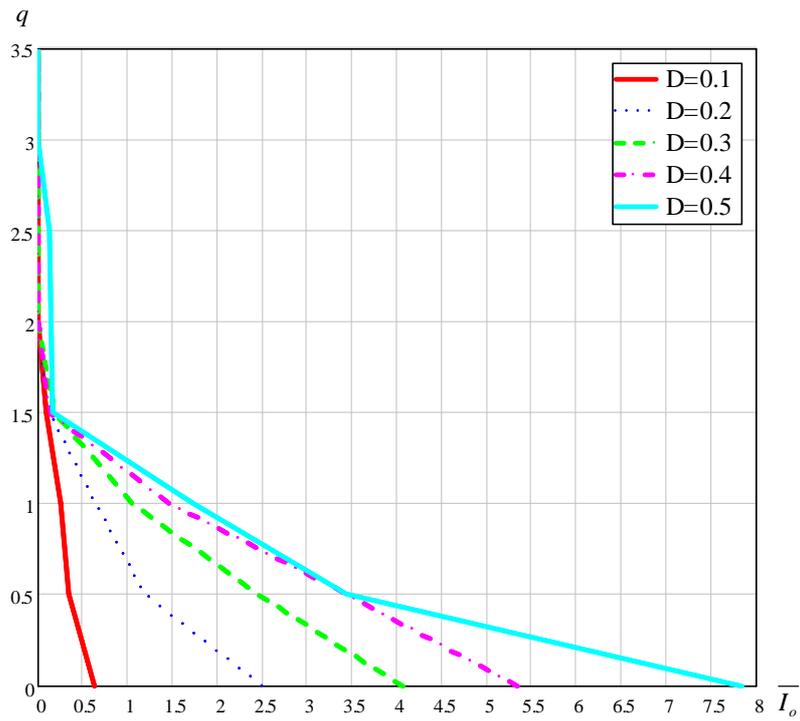


Fig. 4-67 - Característica de saída para $\mu_o = 0,2$.

A Fig. 4-68 e a Fig. 4-69 representam as características para $\mu_o = 0,3$ e $\mu_o = 0,4$, respectivamente.

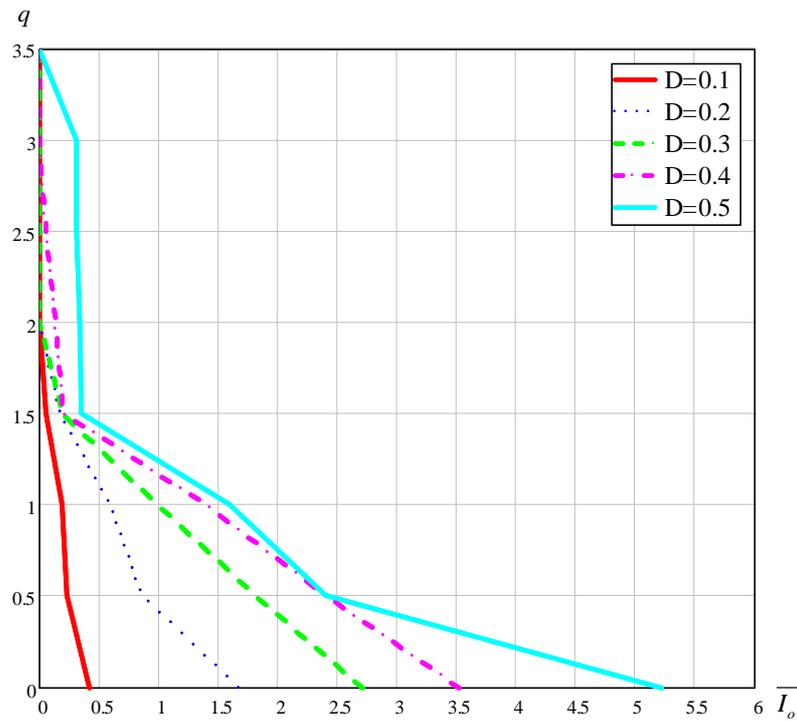


Fig. 4-68 - Característica de saída para $\mu_0 = 0,3$.

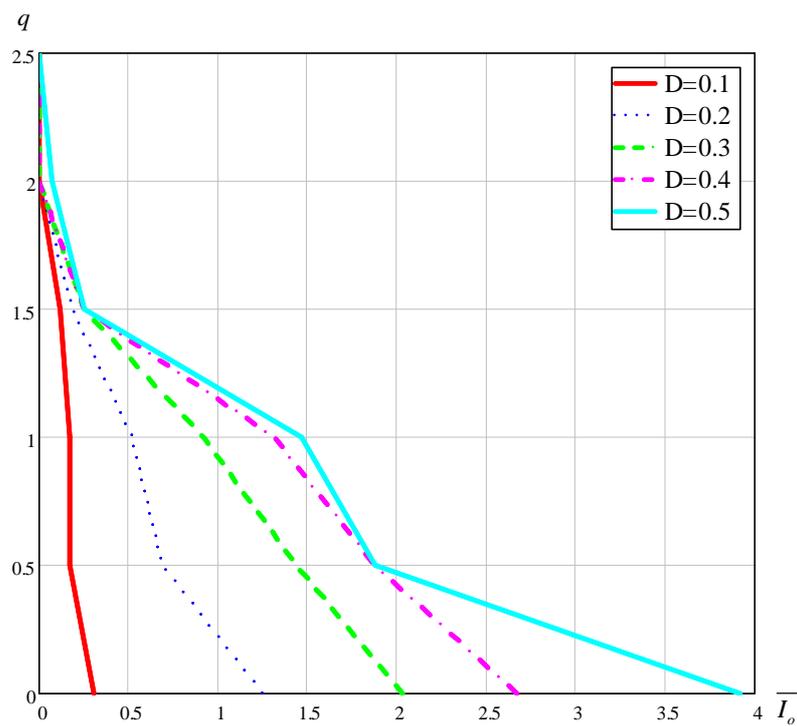


Fig. 4-69 - Característica de saída para $\mu_0 = 0,4$.

A Fig. 4-70 e a Fig. 4-71 apresentam os ábacos de carga do conversor quando este operar com $\mu_0 = 0,5$ e $\mu_0 = 0,6$.

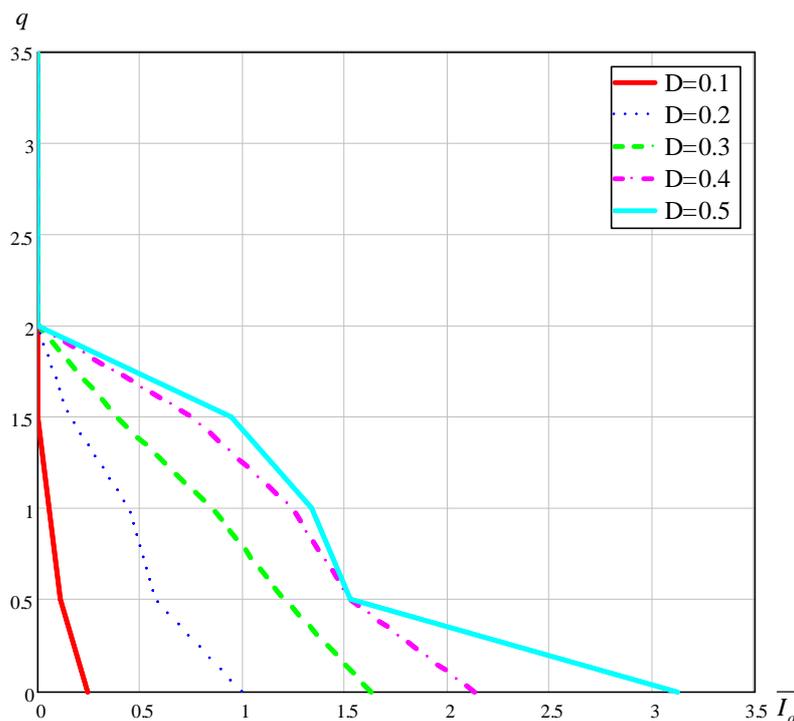


Fig. 4-70 - Característica de saída para $\mu_o = 0,5$.

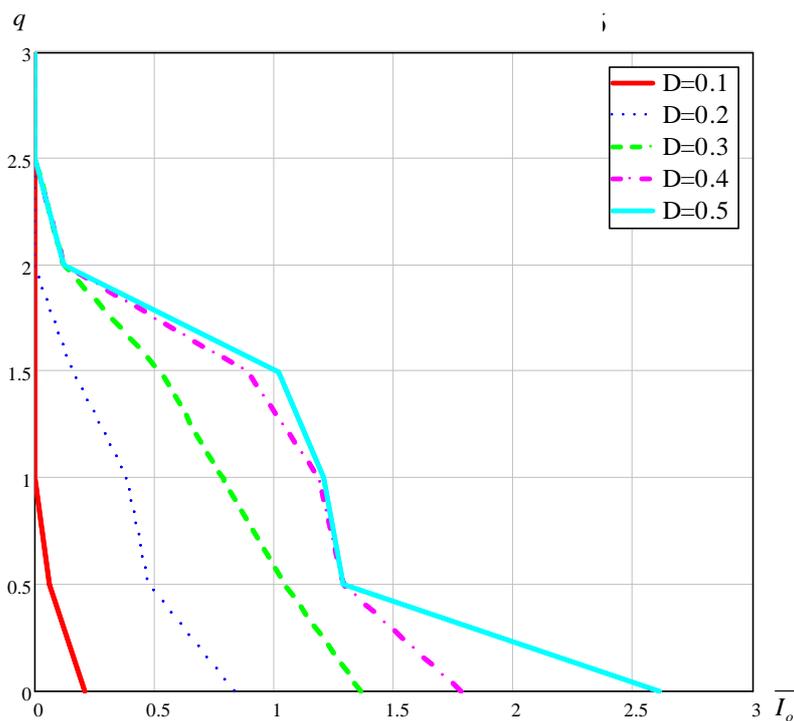
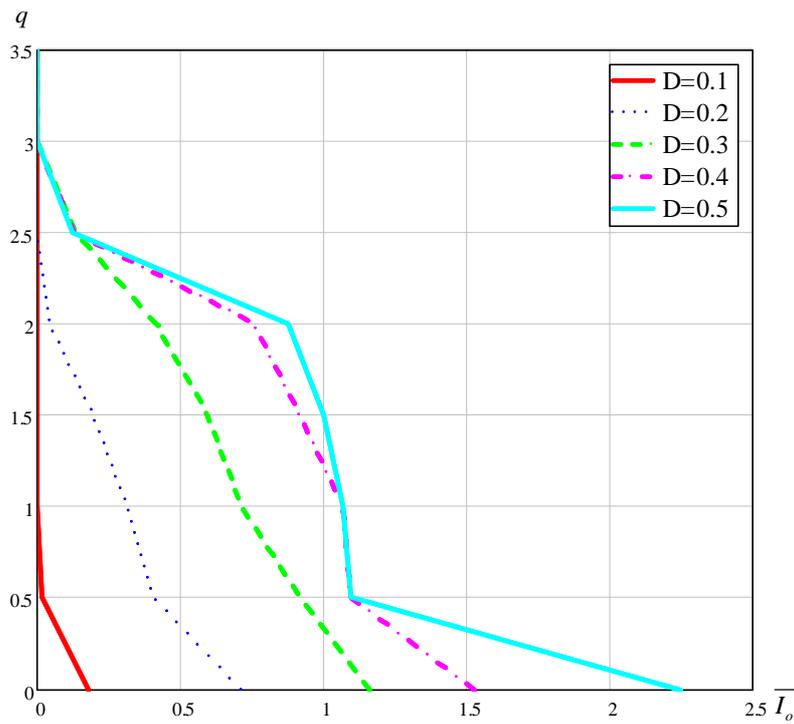
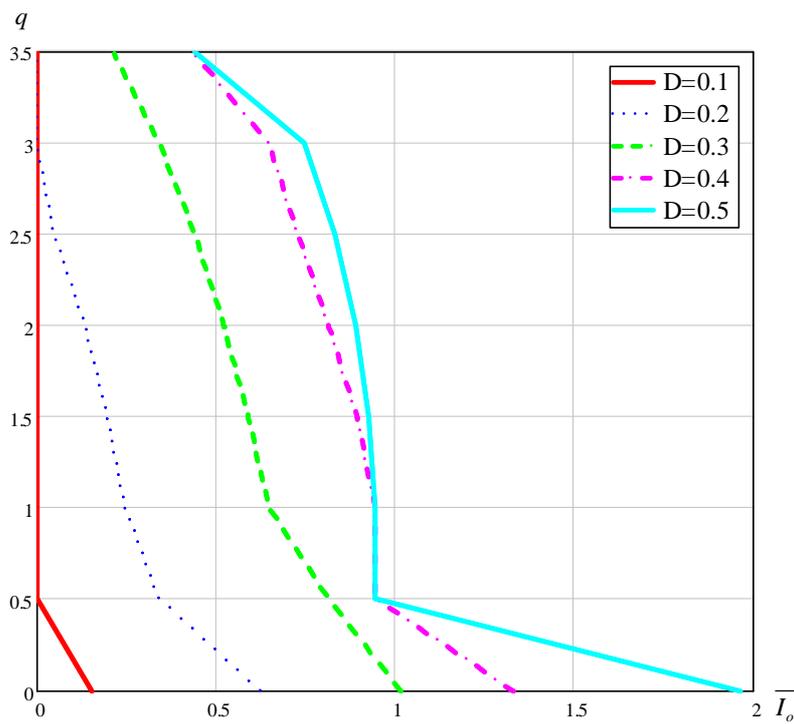


Fig. 4-71 - Característica de saída para $\mu_o = 0,6$.

As características de saída para as relações $\mu_o = 0,7$ e $\mu_o = 0,8$ estão apresentadas respectivamente na Fig. 4-72 e na Fig. 4-73. Já a Fig. 4-74 representa a característica obtida para $\mu_o = 0,9$.

Fig. 4-72 - Característica de saída para $\mu_o = 0,7$.Fig. 4-73 - Característica de saída para $\mu_o = 0,8$.

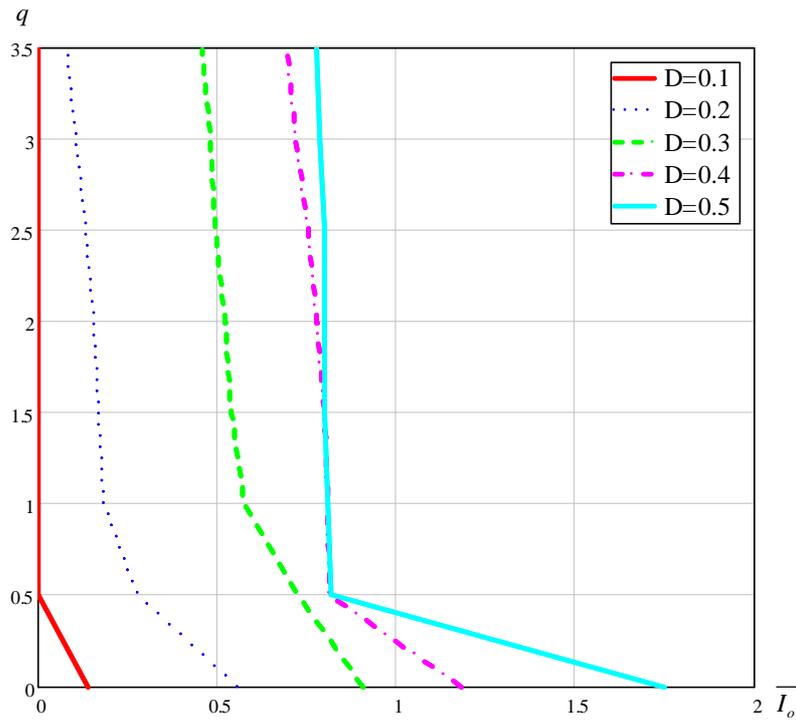


Fig. 4-74 - Característica de saída para $\mu_o = 0,9$.

A Fig. 4-75 apresenta a característica de saída para a relação de frequência de $\mu_o = 1$.

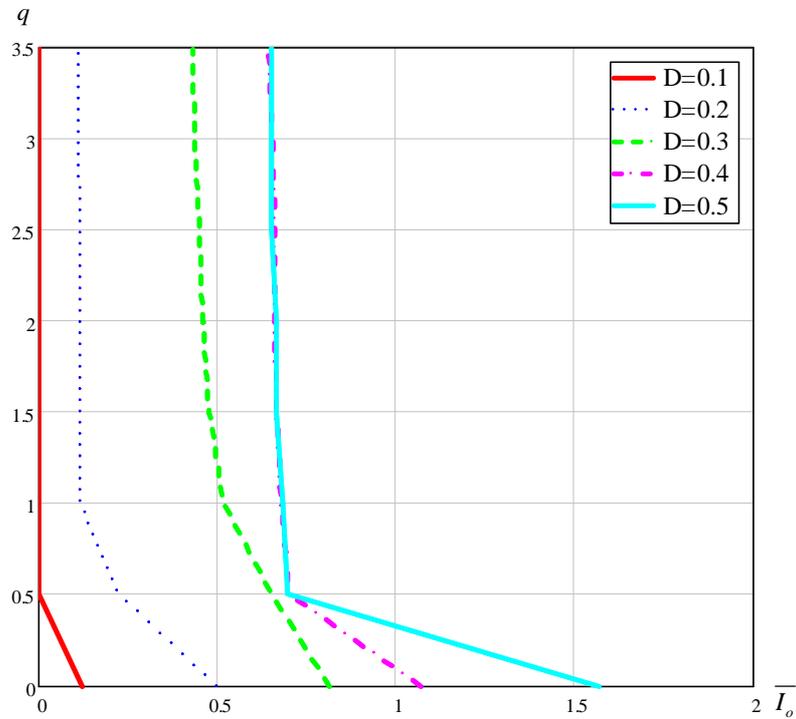


Fig. 4-75 - Característica de saída para $\mu_o = 1$.

Observa-se que para um ponto fixo de ganho de tensão, na medida em que se aumenta a razão cíclica, a corrente de saída parametrizada também aumenta isto se justifica pelo fato dos interruptores permanecerem mais tempo habilitados.

Outra característica importante é que para um mesmo ponto de ganho de tensão e razão cíclica, conforme a relação de frequência aumenta, a faixa de variação da corrente de saída do conversor meia ponte ressonante se torna menor, pois a frequência de comutação é menor, implicando em um maior tempo de operação das etapas lineares.

4.5.2 Esforços nos Semicondutores

Os esforços apresentados para o conversor referem-se as correntes médias eficazes para as chaves, diodos em antiparalelo e diodos da ponte retificadora. Os ábacos gerados foram obtidos numericamente através do Mathcad. Todas as correntes são parametrizadas em relação a impedância e a tensão de entrada V_{in} do conversor.

As correntes dos interruptores e dos diodos para o conversor operando em oito etapas estão descritas nas equações (4.148) e (4.149), já a corrente média e eficaz para os diodos da ponte retificadora estão em (4.150).

$$\overline{I_{Smed}} = \frac{I_{Smed} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} (\overline{i_{Lr2}(t)}) dt + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)}) dt \right] \quad (4.148)$$

$$\overline{I_{Sef}} = \frac{I_{Sef} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} (\overline{i_{Lr2}(t)^2}) dt + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)^2}) dt \right]}$$

$$\overline{I_{Dmed}} = \frac{I_{Dmed} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)}) dt + \int_0^{\Delta t_4} (\overline{i_{Lr4}(t)}) dt \right] \quad (4.149)$$

$$\overline{I_{Def}} = \frac{I_{Def} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)^2}) dt + \int_0^{\Delta t_4} (\overline{i_{Lr4}(t)^2}) dt \right]}$$

$$\overline{I_{Dprmed}} = \frac{I_{Dprmed} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr1}(t)}) dt + \int_0^{\Delta t_4} (\overline{i_{Lr4}(t)}) dt \right] \quad (4.150)$$

$$\overline{I_{Dpr.ef}} = \frac{I_{Dpr.ef} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr1}(t)^2}) dt + \int_0^{\Delta t_4} (\overline{i_{Lr4}(t)^2}) dt \right]}$$

Para o conversor operando em seis etapas, as equações para as correntes nas chaves, diodos em antiparalelo e diodos da ponte retificadora estão apresentados nas equações (4.151), (4.152) e (4.153), respectivamente.

$$\begin{aligned} \overline{I_{Smed}} &= \frac{I_{Smed} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} (\overline{i_{Lr2}(t)} dt) + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)} dt) \right] \\ \overline{I_{Sef}} &= \frac{I_{Sef} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} (\overline{i_{Lr2}(t)^2} dt) + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)^2} dt) \right]} \end{aligned} \quad (4.151)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{Dmed}} &= \frac{I_{Dmed} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)} dt) \right] \\ \overline{I_{Def}} &= \frac{I_{Def} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)^2} dt) \right]} \end{aligned} \quad (4.152)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{D_{pr}med}} &= \frac{I_{D_{pr}med} \cdot Z}{V_{in}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)} dt) + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)} dt) \right] \\ \overline{I_{D_{pr}ef}} &= \frac{I_{D_{pr}ef} \cdot Z}{V_{in}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (\overline{i_{Lr1}(t)} dt) + \int_0^{\Delta t_3} (\overline{i_{Lr3}(t)} dt) \right]} \end{aligned} \quad (4.153)$$

Os ábacos da Fig. 4-76 e Fig. 4-77 referem-se aos esforços obtidos no Mathcad para a relação entre a frequência de comutação e frequência de ressonância para $\mu_o = 0,1$ e $\mu_o = 0,2$.

Da mesma forma, a Fig. 4-78, Fig. 4-79 e Fig. 4-80 são resultados obtidos para os esforços para $\mu_o = 0,3$, $\mu_o = 0,4$ e $\mu_o = 0,5$, respectivamente. Na Fig. 4-81, Fig. 4-82 e Fig. 4-83 estão representados os esforços dos semicondutores em função do ganho estático para $\mu_o = 0,6$, $\mu_o = 0,7$ e $\mu_o = 0,8$, respectivamente.

Para finalizar este item, a Fig. 4-84 e Fig. 4-85 apresentam os ábacos para $\mu_o = 0,9$ e $\mu_o = 1$.

Os ábacos obtidos para os esforços dos componentes possibilitam estabelecer um conhecimento das variáveis de tensão e corrente à que o semiconductor do conversor meia ponte ressonante está submetido.

Portanto, a partir das especificações fornecidas para um determinado projeto podem-se dimensionar os componentes do conversor em função da máxima tensão e dos esforços de corrente que o mesmo deve operar.

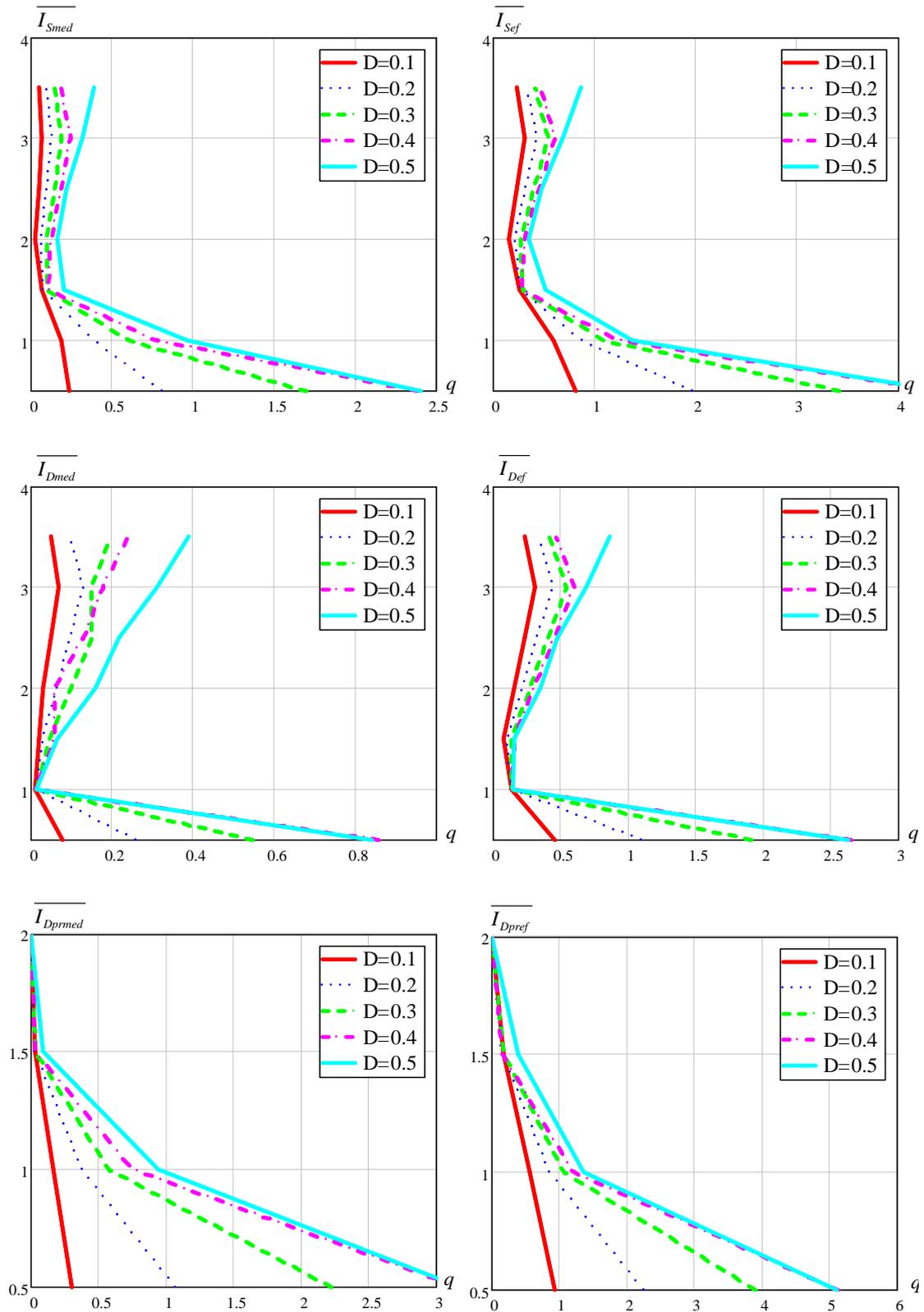


Fig. 4-76 – Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,1$.

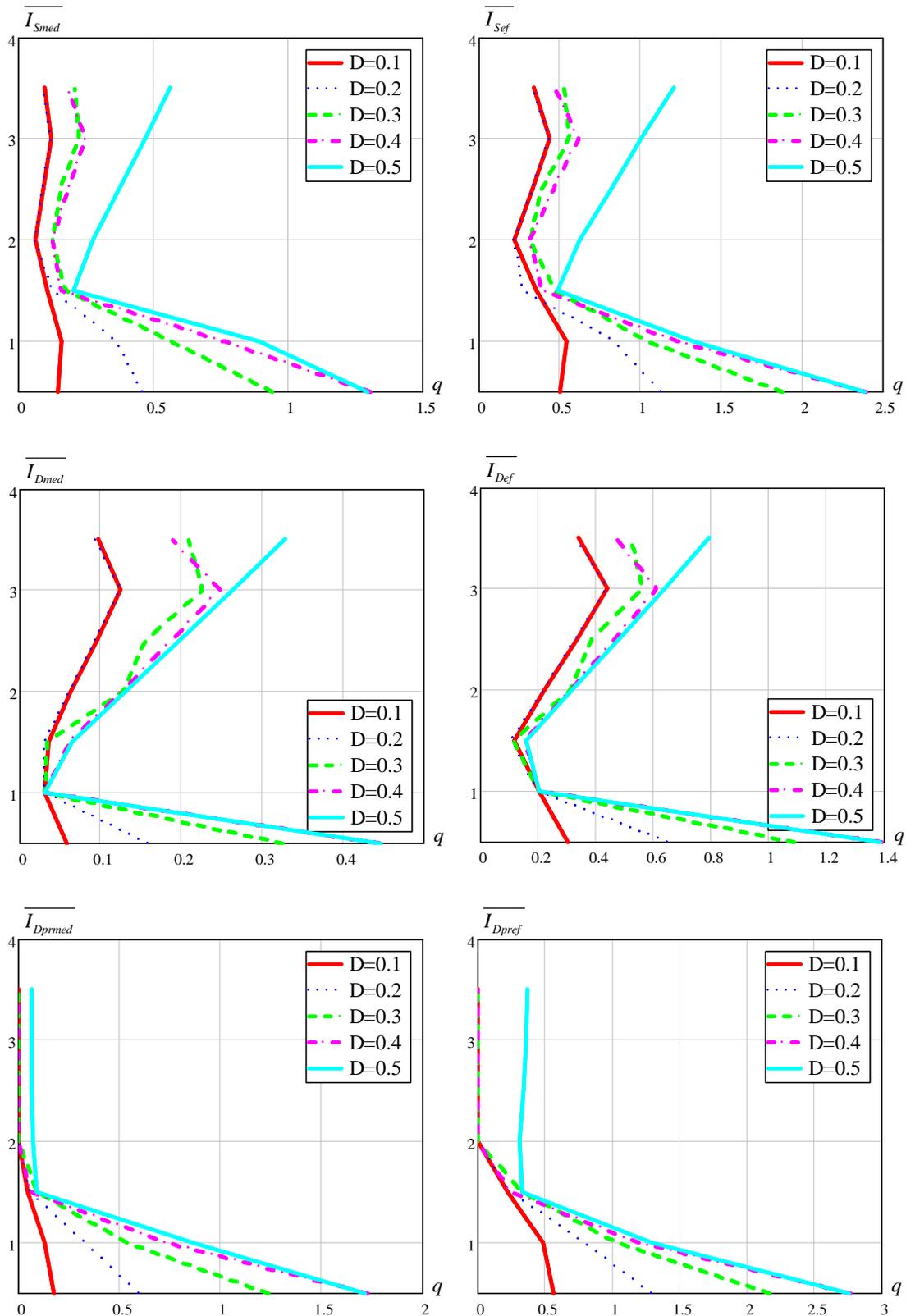


Fig. 4-77 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,2$.

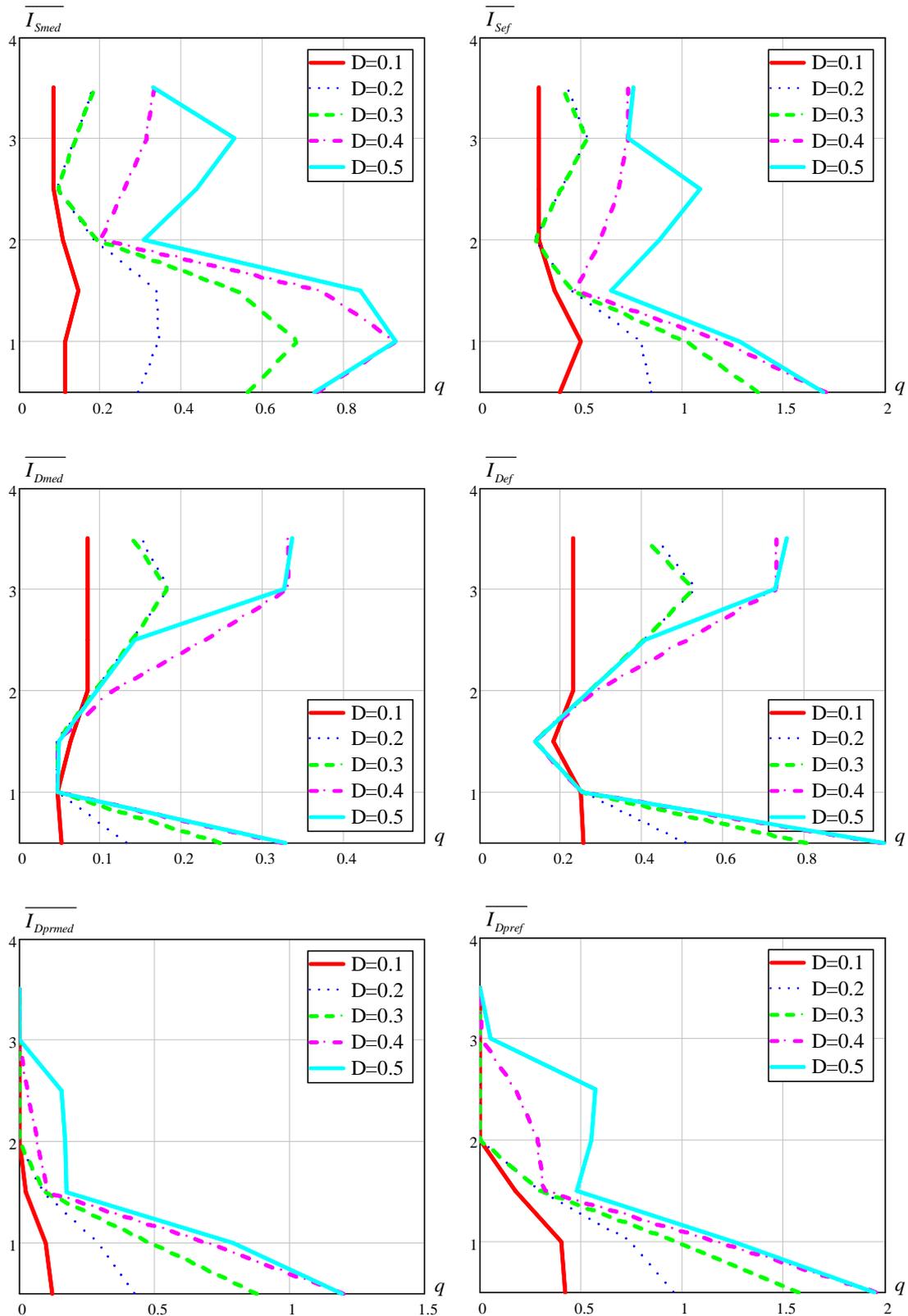


Fig. 4-78 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,3$.

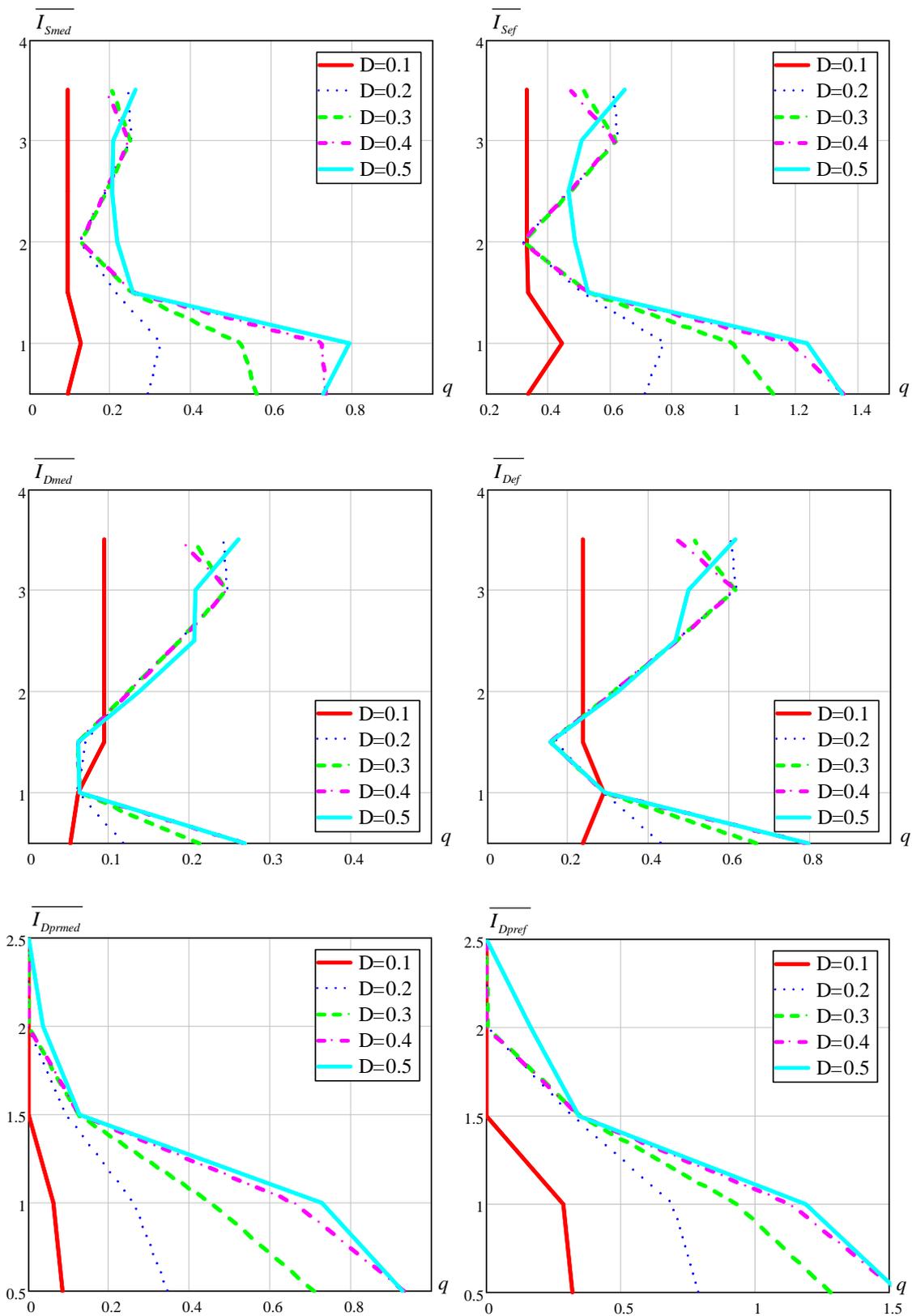


Fig. 4-79 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,4$.

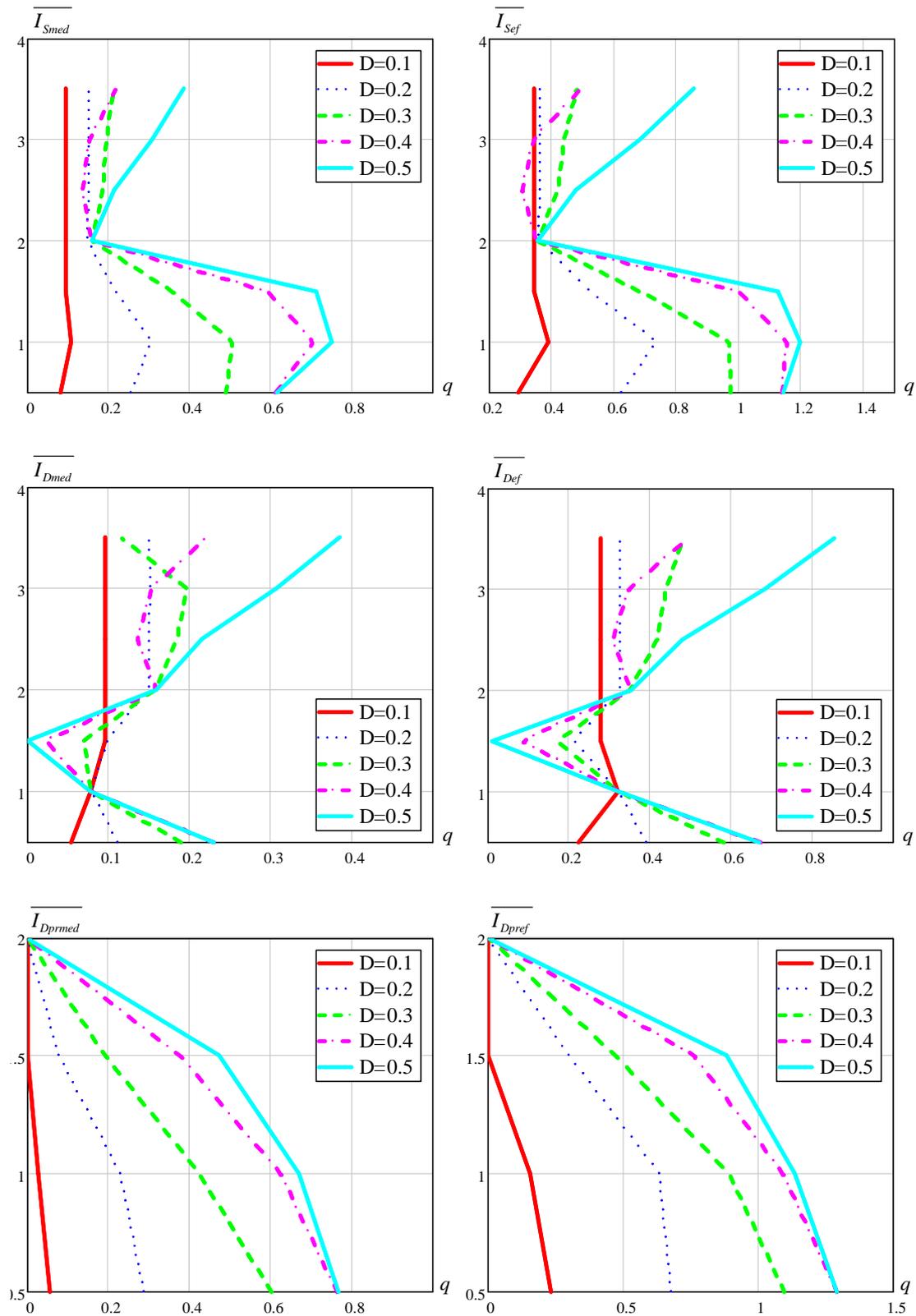


Fig. 4-80 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,5$.

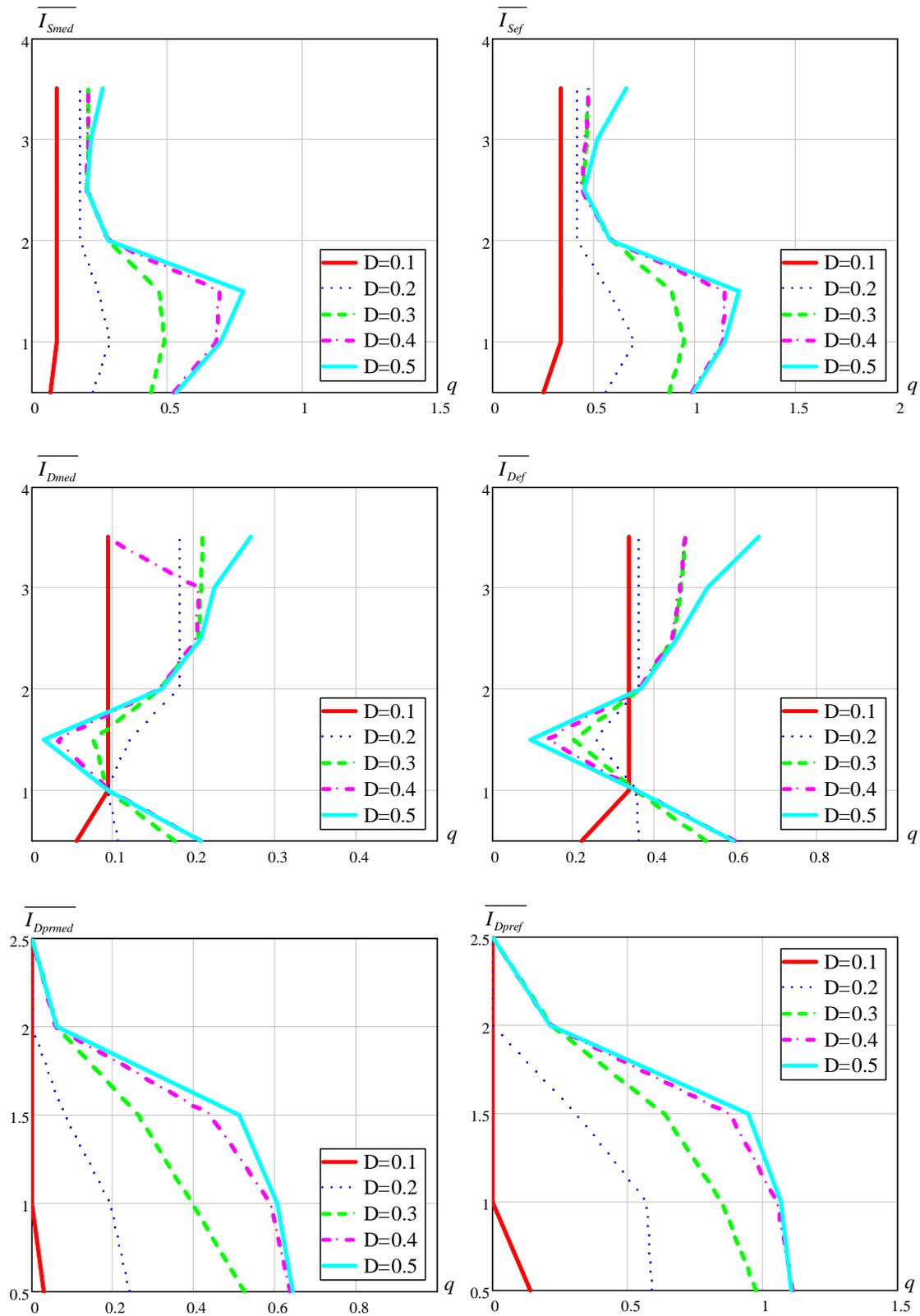


Fig. 4-81 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,6$.

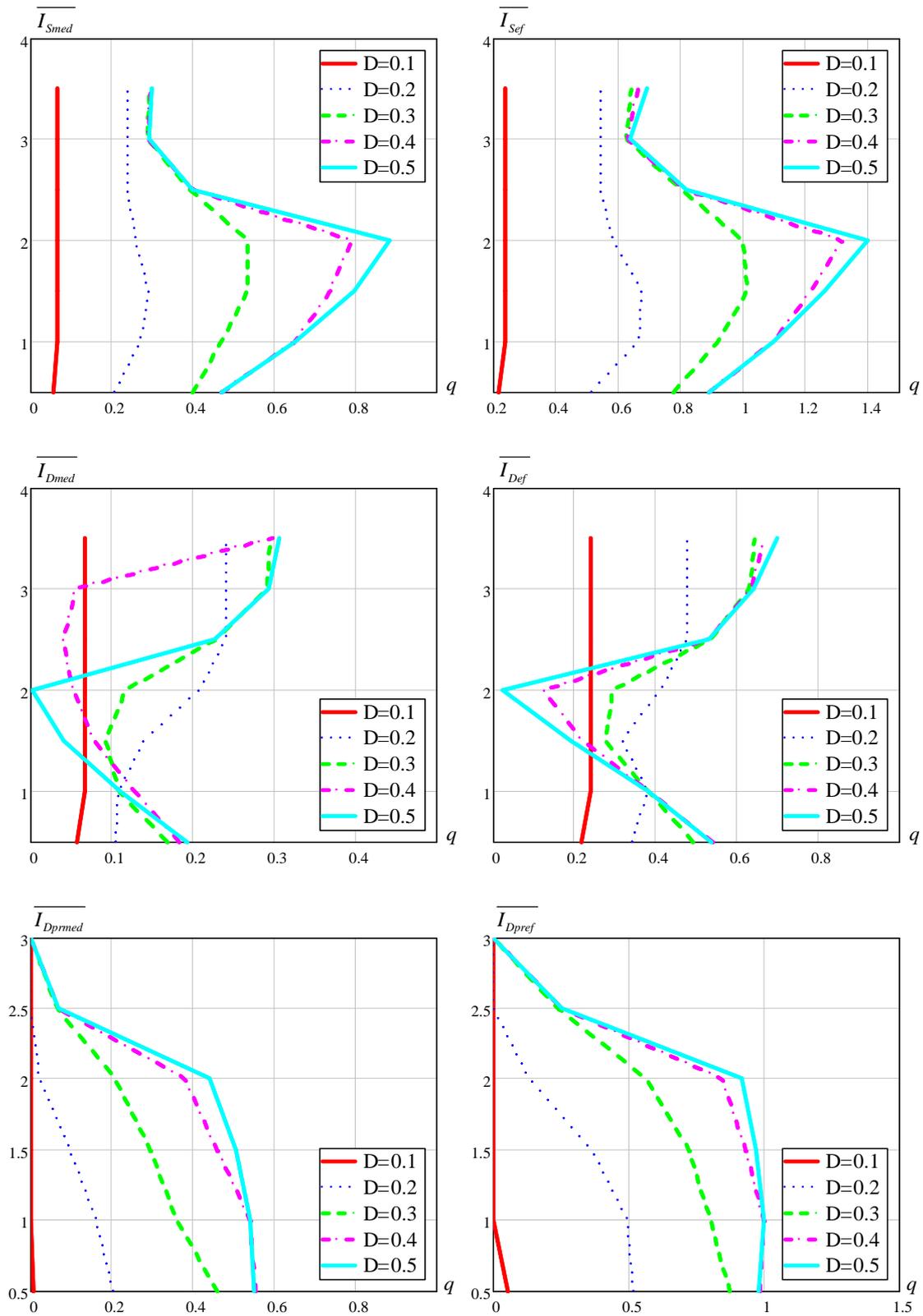


Fig. 4-82 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,7$.

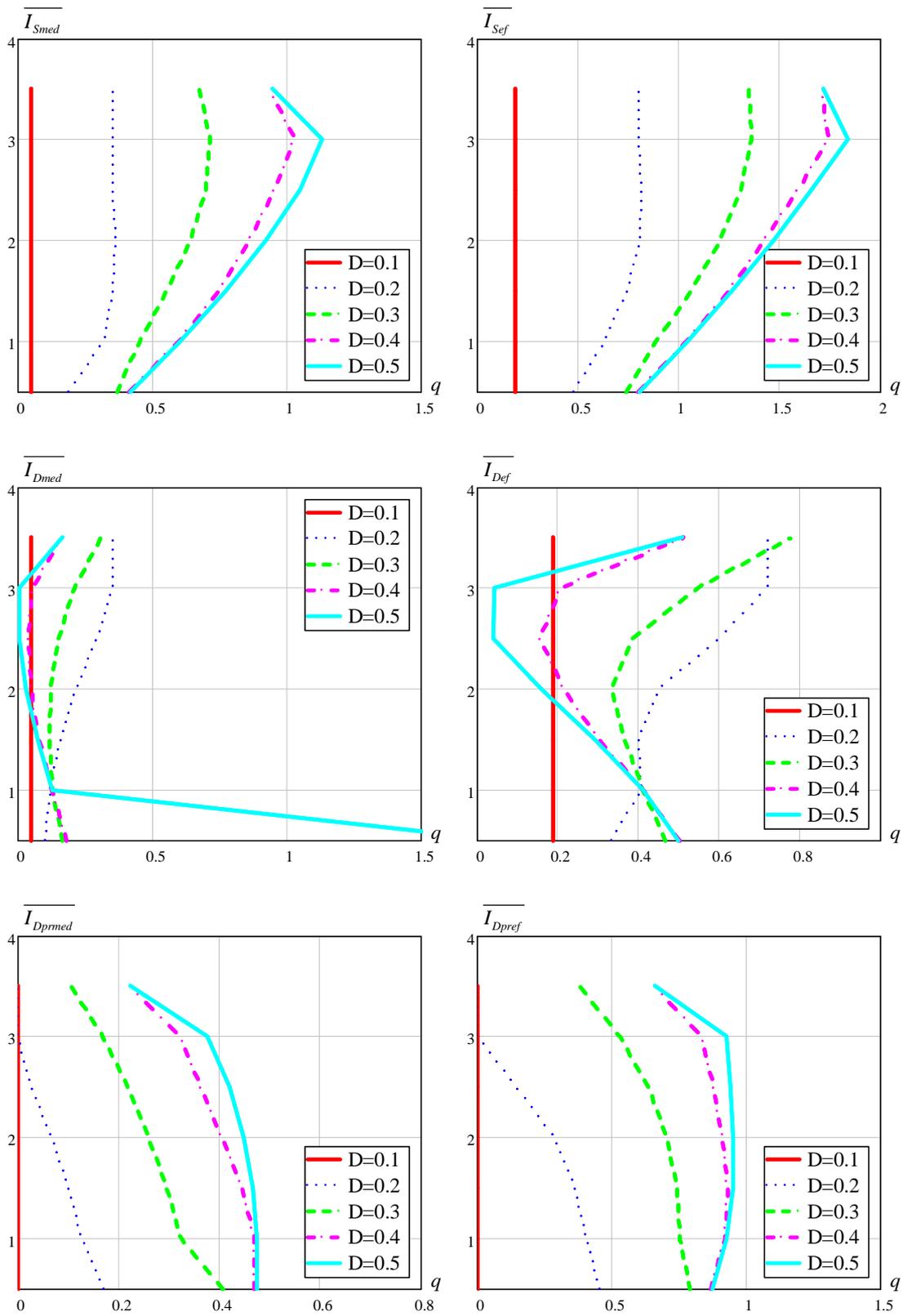


Fig. 4-83 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,8$.

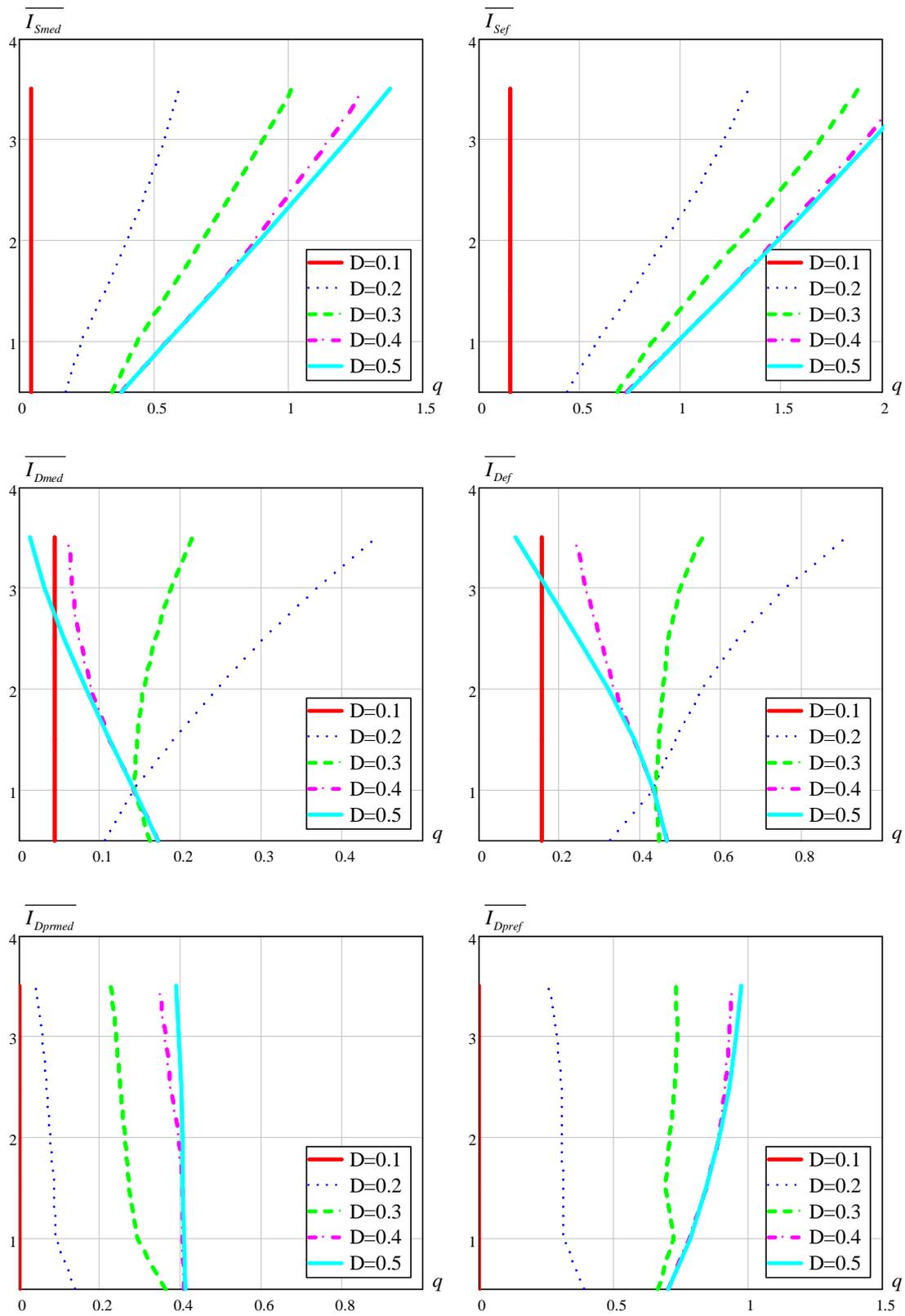


Fig. 4-84 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 0,9$.

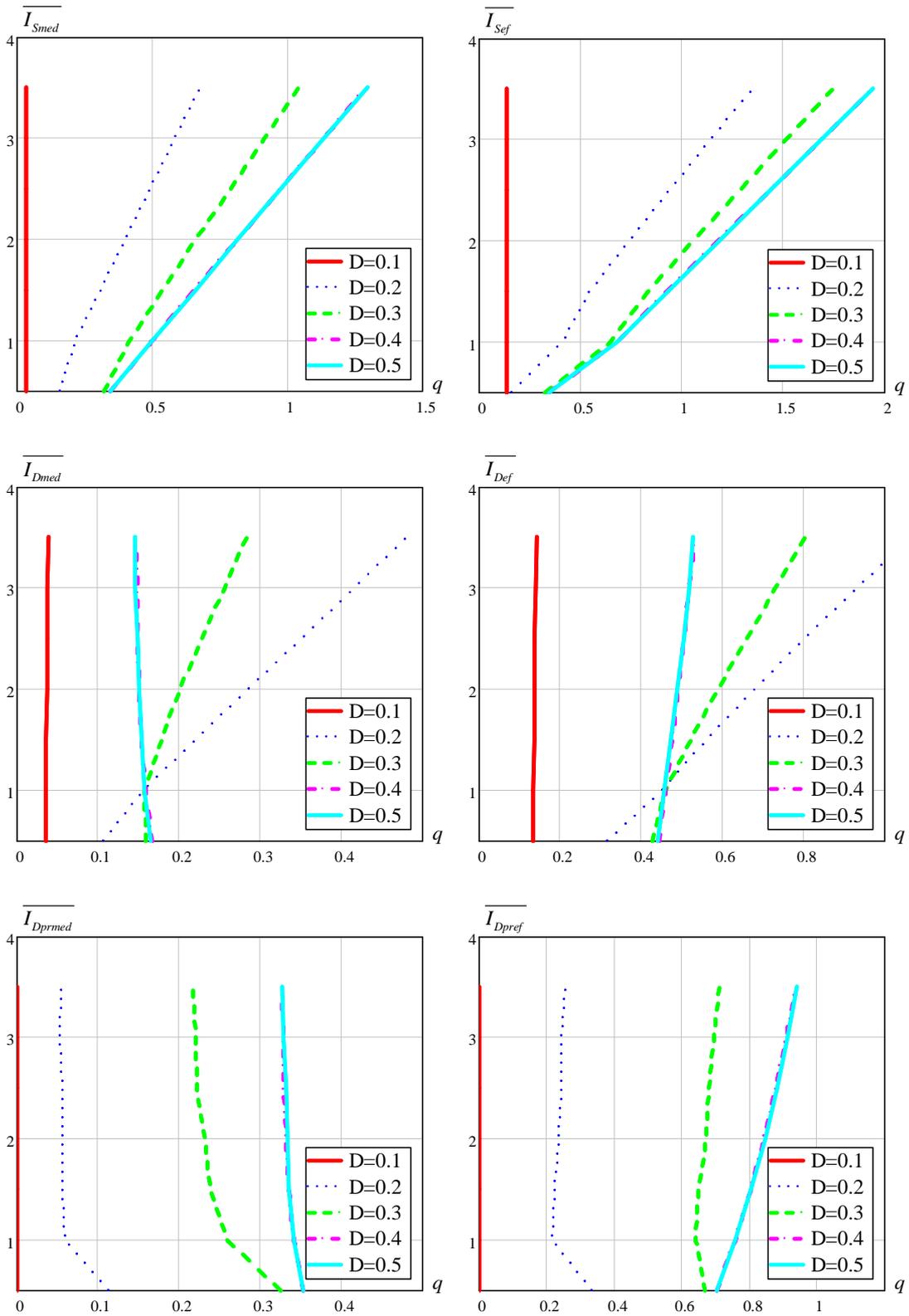


Fig. 4-85 - Corrente média e eficaz parametrizada na chave, diodo em antiparalelo e diodo retificador para $\mu_o = 1$.

4.6 Exemplo de Projeto

Com as características de saída, limites de operação e esforços dos componentes elabora-se uma metodologia de projeto para o conversor meia ponte ressonante paralelo. Definindo os seguintes requisitos:

- Tensão de entrada $V_{in} = 150V$;
- Tensão de saída $V_o = 350V$;
- Potência de saída $P_o = 350W$;
- Frequência de comutação $f_s = 45kHz$;

Conhecendo a potência e a tensão de saída determina-se a resistência de carga e a corrente dada por (4.154).

$$\begin{aligned} R_o &= 350\Omega \\ I_o &= 1A \end{aligned} \tag{4.154}$$

As características de saída permitem ao projetista definir um ponto de operação que possibilite a determinação dos parâmetros de indutância e capacitância. Para tanto, e conhecendo a corrente média parametrizada de saída, escolhe-se uma relação de frequência de 0,9 operando com uma razão cíclica de 0,4 .

Com auxílio da característica de saída da Fig. 4-74, com o ganho estático e razão cíclica definida, determina-se para este ponto de operação a corrente média parametrizada $\bar{I}_o = 0,764$.

Fazendo uma análise criteriosa através dos limites de operação, conclui-se que para estas condições de projeto o conversor opera no modo de oito etapas, podendo ser comprovadas pela Fig. 4-28 e Fig. 4-29. Através das figuras, os tempos para tais condições estão dados por (4.155).

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= 0,38\mu s \\ \Delta t_3 &= 3,02\mu s \\ \Delta t_4 &= 1,24\mu s \end{aligned} \tag{4.155}$$

As equações (4.156) e (4.157) são resultados do ábaco da Fig. 4-74 e permitem determinar matematicamente a indutância e capacitância ressonante.

$$z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{V_{in} \cdot \bar{I}_o}{I_o} = 118,4 \tag{4.156}$$

$$f_o = \frac{f_s}{\mu_o} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = 50kHz \tag{4.157}$$

Manipulando as equações (4.156) e (4.157), chega-se nos parâmetros L_r e C_r dados por (4.158).

$$\begin{aligned} L_r &= 376\mu H \\ C_r &= 26,9nF \end{aligned} \tag{4.158}$$

A Fig. 4-86 apresenta as grandezas de saída do conversor operando com as condições especificadas em projeto.

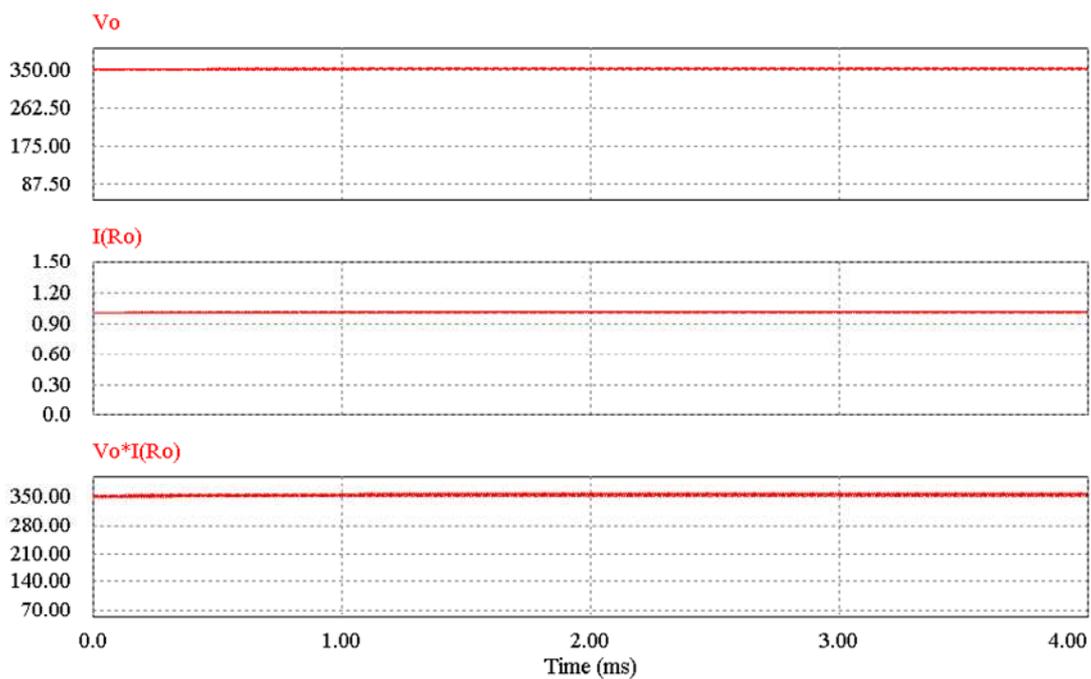


Fig. 4-86 – Tensão, corrente e potência de saída para o exemplo de projeto.

Observa-se na Fig. 4-87 o detalhe das oito etapas de operação do conversor. Através da Fig. 4-84 determinam-se os esforços para os semicondutores do conversor meia ponte ressonante definida em (4.159).

$$\begin{aligned} \overline{I_{Smed}} &= 0,95 \\ \overline{I_{Sef}} &= 1,65 \\ \overline{I_{Dmed}} &= 0,07 \\ \overline{I_{Def}} &= 0,31 \\ \overline{I_{Dpr,med}} &= 0,38 \\ \overline{I_{Dpr,ef}} &= 0,91 \end{aligned} \tag{4.159}$$

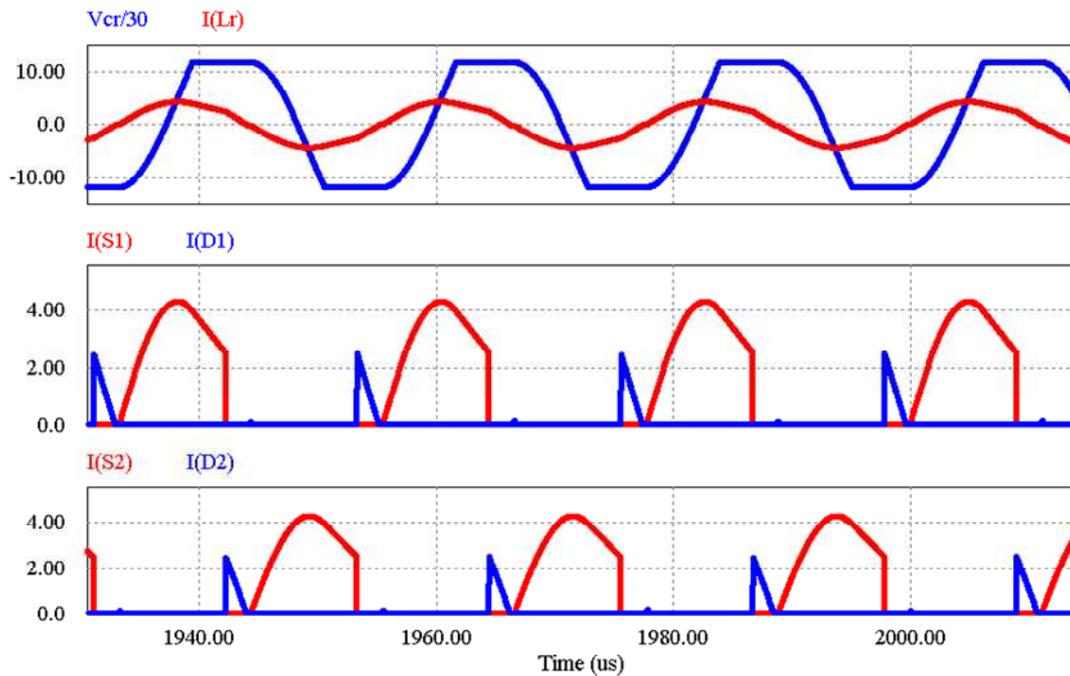


Fig. 4-87 – Detalhe das oito etapas de operação para o exemplo de projeto.

Os resultados obtidos na simulação comprovam todo o equacionamento realizado para este conversor, determinando os limites de operação e características de saída e esforços nos semicondutores.

4.7 Conclusão

O quarto capítulo traz informações fundamentais para o entendimento da topologia utilizada para a realização do protótipo de uma fonte para acionamento de raio *laser*.

Como especificado anteriormente, a frequência de operação utilizada nos interruptores do conversor ressonante paralelo com saída em fonte de tensão é menor que a frequência de ressonância.

O capítulo traz ainda uma análise qualitativa e quantitativa para o conversor operando em três modos de operação dependendo dos parâmetros de ganho estático, razão cíclica e μ_o . Desta forma, verificam-se em 4.2, 4.3 e 4.4 as análises para oito e seis etapas, respectivamente.

Em 4.5 foram apresentadas as curvas obtidas para as características de saída e esforços nos semicondutores, permitindo um adequado projeto para o conversor. É importante ressaltar que os ábacos gerados são obtidos numericamente devido ao complexo equacionamento para os diferentes modos de operação.

Por fim, o item 4.6 apresenta um exemplo de projeto para uma determinada especificação. Os resultados de simulação são compatíveis com a análise matemática do conversor, correspondendo aos limites de funcionamento, característica de saída e esforços nos componentes.

CAPÍTULO 5

Transformador e Circuito Dobrador de Tensão

5.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar uma metodologia para o projeto e construção dos transformadores de alta tensão e alta frequência e dos dobradores de tensão, ambos utilizados para elevar a tensão para atender os requisitos de carga.

Este tipo específico de transformador apresenta grande influência na escolha da topologia do conversor a ser utilizado. Os efeitos da indutância de dispersão são bem conhecidos na eletrônica de potência. Uma das formas de amenizar os efeitos causados pelas não idealidades do transformador é utilizar estruturas que se beneficiam da indutância de dispersão e como serão apresentadas no decorrer deste capítulo, as não idealidades dos transformadores de alta tensão e alta frequência são consideradas no projeto do conversor.

Outro fato existente é em relação às capacitâncias que em modelos de transformadores de alta frequência eram omitidas. Contudo, quando os transformadores operam com elevada frequência e tensão, os efeitos das capacitâncias distribuídas entre espiras, camadas e enrolamentos têm grande importância na análise da estrutura.

Este efeito das capacitâncias tem maior notoriedade quando o transformador apresenta uma relação de transformação elevada, pois a capacitância refletida em um dos enrolamentos tem o seu valor multiplicado pelo quadrado da relação de espiras do enrolamento primário e secundário. O efeito causado por ação destas capacitâncias se reflete novamente sobre a estrutura do conversor, quando a energia acumulada é dissipada sobre a estrutura, degradando o rendimento do conversor. Portanto, faz-se necessário além da inclusão da indutância de dispersão, incluir o efeito das capacitâncias dos transformadores.

Primeiramente, o item 5.2 descreve a metodologia adotada para o projeto dos transformadores considerando os parâmetros especificados, como frequência de comutação, tensão de alimentação, potência e o número de transformadores a serem projetados, determinando as espiras e o tipo de núcleo.

No item 5.3 apresenta-se uma descrição detalhada do processo utilizado para implementação dos transformadores. É importante frisar, que elementos magnéticos operando em alta frequência e alta tensão devem apresentar uma isolamento adequada, pois qualquer falha reflete no mau funcionamento da estrutura com conseqüente ruptura da isolamento.

Em 5.4 descreve-se o modelo e a análise das impedâncias dos transformadores, apresentando o circuito equivalente do transformador operando em alta tensão e alta frequência e os estudos realizados para a associação dos mesmos. Neste tópico apresentam-se ainda os ensaios e os resultados obtidos através da implementação prática que possibilitam determinar a impedância resultante do sistema.

Em 5.5 está descrita a metodologia de projeto para os dobradores de tensão, utilizados juntamente com os transformadores para elevar a tensão na carga. As simulações estão descritas em 5.6, representando as principais formas de onda para o estágio de alta tensão. Já 5.7 apresentam os *layouts* implementados na prática para os transformadores e dobradores de tensão que constituem os blocos de alta tensão. As conclusões deste capítulo estão em 5.8.

5.2 Projeto dos Transformadores de Alta Tensão

Este tópico apresenta um método para o projeto dos transformadores de alta tensão e alta frequência, uma vez que para obter a tensão entre os eletrodos do tubo de descarga há necessidade do uso de transformadores e multiplicadores de tensão para atingir a tensão de ionização do meio ativo.

A tensão de acionamento do raio laser é da ordem de $50kV$ e a faixa de operação do mesmo está entre $15kV$ e $24kV$, porém, a partir da rede elétrica não há como obter tal magnitude sem auxílio de um conversor e elementos magnéticos.

5.2.1 Especificações do Projeto dos Transformadores

Para se obter a tensão de acionamento do tubo de descarga há substancialmente a necessidade de transformadores e dobradores que atendam as características das grandezas impostas para a carga e que possibilite um isolamento adequado do sistema. Os projetos dos transformadores, associados aos dobradores de tensão constituem juntos os blocos de alta tensão. A Tabela 5-1 determina as especificações fundamentais para o projeto dos blocos de alta tensão.

Tabela 5-1 – Especificações de projeto.

| Grandeza | Valor Nominal |
|--|----------------------|
| Tensão de entrada média do conversor meia ponte | 155V |
| Frequência de comutação | 45kHz |
| Potência da Fonte | 700W |
| Tensão máxima de carga | 50kV |

É importante esclarecer que a fonte será projetada para uma potência de 700W, embora a máxima potência fornecida ao tubo de descarga seja de 415W. Devido a baixa eficiência do tubo, a máxima potência do feixe é de 100W.

A determinação da relação μ_o e o ganho de tensão são imprescindíveis para que a característica de saída do conversor seja adequada aos parâmetros de tensão e corrente de carga.

Primeiramente, o início do projeto dos transformadores abordará dois pontos fundamentais para o dimensionamento dos mesmos: o número de transformadores e a relação do ganho de tensão. Estes dois fatores justificam a relação de transformação.

Sabe-se que a potência da fonte deverá atender a 700W, entretanto para definir o número de transformadores é necessário considerar os seguintes pontos. O primeiro considera um alto ganho entre a tensão de saída e a tensão de entrada da fonte, acarretando em um número baixo de transformadores, e conseqüentemente implicando uma baixa relação de transformação. O segundo ponto considera um baixo ganho de tensão da fonte que corresponde a utilização de uma alta relação de transformação, levando a uma complexa isolação entre os enrolamentos. Ponderando estes fatos conclui-se que o meio termo é mais apropriado para este tipo de estrutura, pois se pode determinar uma relação de transformação satisfatória e a relação do ganho de tensão permite um projeto mais acessível no estágio de potência. Nesse sentido, opta-se por utilizar cinco transformadores com os enrolamentos primários em paralelo ao capacitor C_r e processando cada um deles uma potência de 140W. Para atender as tensões de carga associa-se aos secundários de cada transformador dobradores de tensão conectados em série.

Como especificado na Tabela 5-1, a frequência de comutação e a tensão de entrada possibilitam, junto com as características de saída do conversor ressonante paralelo, avaliar os pontos adequados de operação.

Verifica-se através das características de saída que as relações para $\mu_o \geq 0,8$ se adaptam melhor para variações de carga, pois há uma faixa mais linear de operação e com ganhos de tensão maiores em relações a $\mu_o \leq 0,8$. Portanto, para evitar uma alta relação entre espiras especifica-se que para a tensão de acionamento do *laser* ($50kV$) a tensão do enrolamento primário seja de $500V$, resultando para cada transformador uma relação entre primário e secundário de 10. A determinação da tensão máxima do primário e da relação de transformação é satisfatória, pois o conversor pode atender os $500V$ no primário ($q = 3,2$) sem sobrecarregar os interruptores, viabilizando o projeto sem comprometer a isolamento dos mesmos. Uma observação faz-se necessária: recomenda-se que o projetista evite regiões com μ_o próximos da unidade para evitar que qualquer variação paramétrica prejudique o funcionamento da fonte. No projeto da fonte a relação de frequências μ_o foi fixada em 0,8.

Conclui-se que utilizando cinco transformadores e cinco dobradores de tensão, cada transformador processará uma tensão máxima de $5kV$ no secundário, e com a frequência de operação do conversor fixada em aproximadamente $45kHz$.

Para obter a máxima tensão e evitar o rompimento da isolamento dos transformadores, associam-se, como especificado anteriormente, todos os dobradores de tensão em série, uma vez que os enrolamentos primários estão conectados em paralelo com o capacitor de auxílio à ressonância (C_r).

Desta forma, para o dimensionamento dos transformadores e dos dobradores de tensão os parâmetros como relação de transformação, potência processada por cada transformador, frequência de comutação, tensões e correntes são referências importantes para a metodologia de projeto a seguir apresentada. A Fig. 5-1 apresenta o esquemático para a ligação dos transformadores e multiplicadores de tensão.

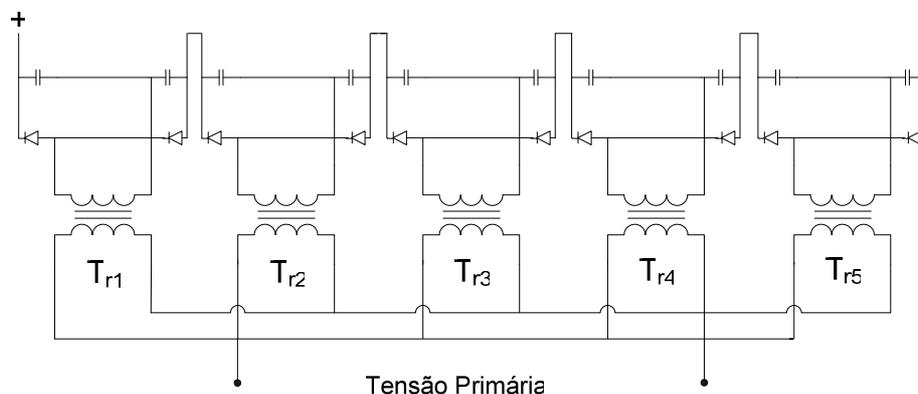


Fig. 5-1 – Associação dos transformadores.

Por aproveitar os parâmetros dos transformadores na estrutura de potência, principalmente a capacitância, o conversor é chamado de ressonante paralelo. Esta definição se baseia no fato de que a capacitância total de ressonância resulta do paralelo entre C_r e C_t (capacitância parasita), enquanto que a indutância total é a soma da dispersão com L_r . Estes fatos serão analisados profundamente no decorrer deste capítulo.

A Fig. 5-2 apresenta o circuito do conversor ressonante com os transformadores associados ao capacitor C_r , sendo que a alta tensão fica representada pelos transformadores e multiplicadores de tensão, que por sua vez formam os blocos de alta tensão.

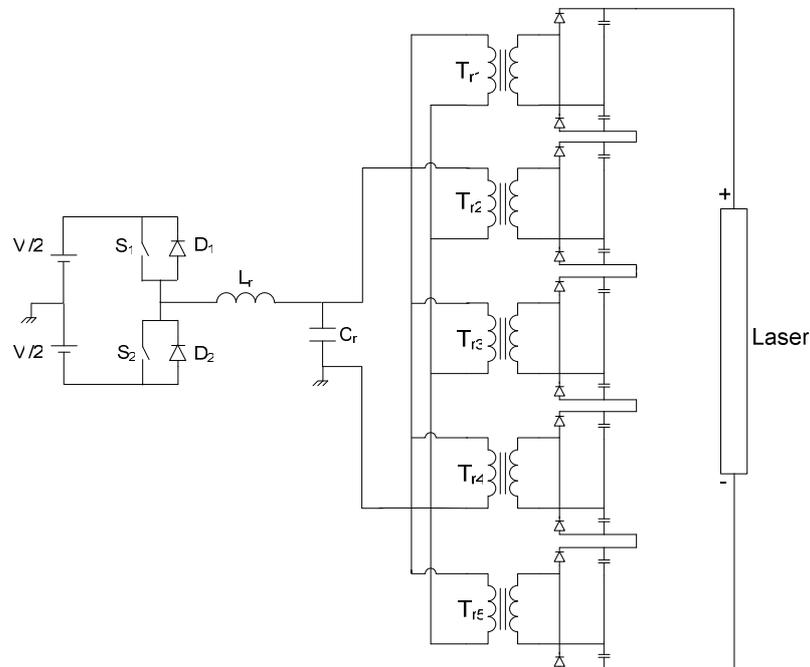


Fig. 5-2 – Circuito do conversor ressonante paralelo.

5.2.2 Parâmetros do Transformador

Para iniciar o projeto dos transformadores são necessárias as definições de alguns parâmetros essenciais. Sabe-se que a fonte de excitação do conversor meia ponte ressonante paralelo é obtida através da retificação da tensão alternada, como definido em (5.1).

$$\begin{aligned} V_{ief_rede} &= 220V \\ f_{rede} &= 60Hz \end{aligned} \tag{5.1}$$

A tensão de pico no primário do transformador de alta tensão e alta frequência é expressa pela equação (5.2), e esta tensão é determinada para que, com a associação de cinco transformadores e cinco dobradores, obtenha-se nas terminais do *laser* uma tensão de 50kV .

$$V_{pr_{pk}} = 500V \quad (5.2)$$

Para o sensoriamento da tensão de saída com a finalidade de utilizar uma malha de controle da tensão de saída do transformador projeta-se um enrolamento auxiliar em um dos transformadores. A tensão máxima do enrolamento auxiliar está apresentada em (5.3).

$$V_{aux_{pk}} = 30V \quad (5.3)$$

As equações (5.4) e (5.5) definem respectivamente a corrente máxima de carga e a potência de saída fornecida ao tubo de descarga.

$$I_{o_{max}} = 24mA \quad (5.4)$$

$$P_o = 700W \quad (5.5)$$

A frequência de operação é definida em (5.6).

$$f_s = 45kHz \quad (5.6)$$

Como serão cinco transformadores, a potência de cada transformador é a potência máxima dividido pelo número de elementos magnéticos. Os enrolamentos primários de cada transformador estão ligados em paralelo ao capacitor ressonante C_r . Para obter a tensão necessária de ionização do tubo de descarga associam-se em paralelo aos enrolamentos secundários de cada transformador um dobrador de tensão, que por sua vez estão conectados em série.

A máxima densidade de fluxo magnético e a máxima densidade de corrente estão definidas em (5.7) e (5.8), respectivamente.

$$B_{max} = 0,2T \quad (5.7)$$

$$J_{max} = 450 \frac{A}{cm^2} \quad (5.8)$$

Os fatores de utilização do enrolamento primário e da área da janela estão expressos em (5.9).

$$\begin{aligned} k_p &= 0,2 \\ k_w &= 0,4 \end{aligned} \quad (5.9)$$

5.2.3 Núcleo e Espiras

Sabe-se que a tensão induzida em um transformador é definida através da equação (5.10).

$$v(t) = N \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (5.10)$$

O fluxo magnético está definido pela integral de área da equação (5.11), onde A_e é a área do núcleo.

$$\phi(t) = \iint \vec{B} \cdot d\vec{s} = B \cdot A_e \quad (5.11)$$

Portanto, substituindo (5.11) em (5.10) resulta na equação (5.12).

$$v(t) = n_p \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \quad (5.12)$$

Para o projeto dos transformadores será considerada, para efeito de aproximação, uma onda quadrada aplicada no enrolamento primário. A Fig. 5-3 apresenta respectivamente a forma de onda aplicada no enrolamento e o fluxo magnético em um período de comutação.

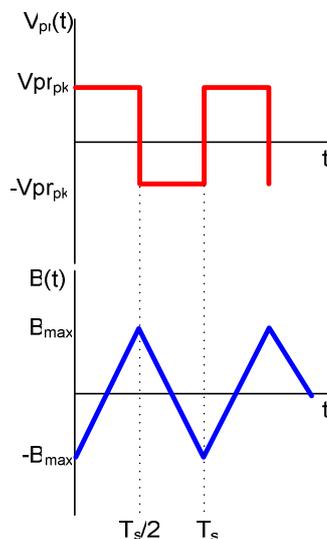


Fig. 5-3 – Tensão e fluxo ao longo do tempo.

A partir da análise da Fig. 5-3 é possível determinar a equação do fluxo magnético e, com as devidas ponderações, expressar o número de espiras do enrolamento primário do transformador. Em (5.13) está a representação temporal do fluxo magnético.

$$B(t) = \frac{4 \cdot B_{\max}}{T_s} \cdot t - B_{\max} \quad (5.13)$$

Aplicando (5.13) em (5.12) chega-se a equação definida em (5.14).

$$n_p = \frac{V_{pr_{pk}}}{4 \cdot A_e \cdot f_s \cdot B_{\max}} \quad (5.14)$$

Dando seqüência nas deduções deve-se considerar que a máxima densidade de corrente elétrica no enrolamento do transformador é dada por (5.15).

$$J_{\max} = \frac{n_p \cdot I_{ef}}{A_p} \quad (5.15)$$

Onde A_p corresponde a área ocupada pelo enrolamento primário. A equação (5.16) é o resultado da soma das espiras dos enrolamentos considerando as correntes e a densidade de corrente.

$$k_w \cdot A_w = n_p \cdot \frac{I_{pr}}{J_{\max}} + n_s \cdot \frac{I_{sec}}{J_{\max}} \quad (5.16)$$

Manipulando a equação (5.16), obtém-se a expressão que define o tamanho do núcleo para implementação prática do projeto, onde n_{tr} é o número de transformadores (5).

$$A_e A_w = \frac{\left(\frac{P_o}{n_{tr}} \right)}{4 \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot K_w} \quad (5.17)$$

Substituindo os valores das variáveis que definem (5.17), determina-se o produto das áreas dado por (5.18).

$$A_e A_w = 0,231 \text{ cm}^4 \quad (5.18)$$

Este valor leva a escolha do núcleo EE-30/7 da *Thornton*, porém, para que seja possível implementar uma isolamento que garanta o funcionamento adequado dos transformadores, optou-se por utilizar o núcleo EE-55. Este possui uma área superior, viabilizando o processo de isolamento entre enrolamentos e camadas que será abordado no decorrer deste capítulo. A equação (5.19) determina as dimensões do núcleo escolhido para o projeto.

$$\begin{aligned} A_e &= 3,54 \text{ cm}^2 \\ A_w &= 2,50 \text{ cm}^2 \\ A_e \cdot A_w &= 8,85 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

O material constituinte do núcleo é do tipo *IP-12R* da *Thornton*, e a curva representada na Fig. 5-4 corresponde a densidade de potência em função da frequência de operação para este tipo específico de material. Esta figura será útil para determinar as perdas magnéticas do núcleo considerando os parâmetros de projeto.

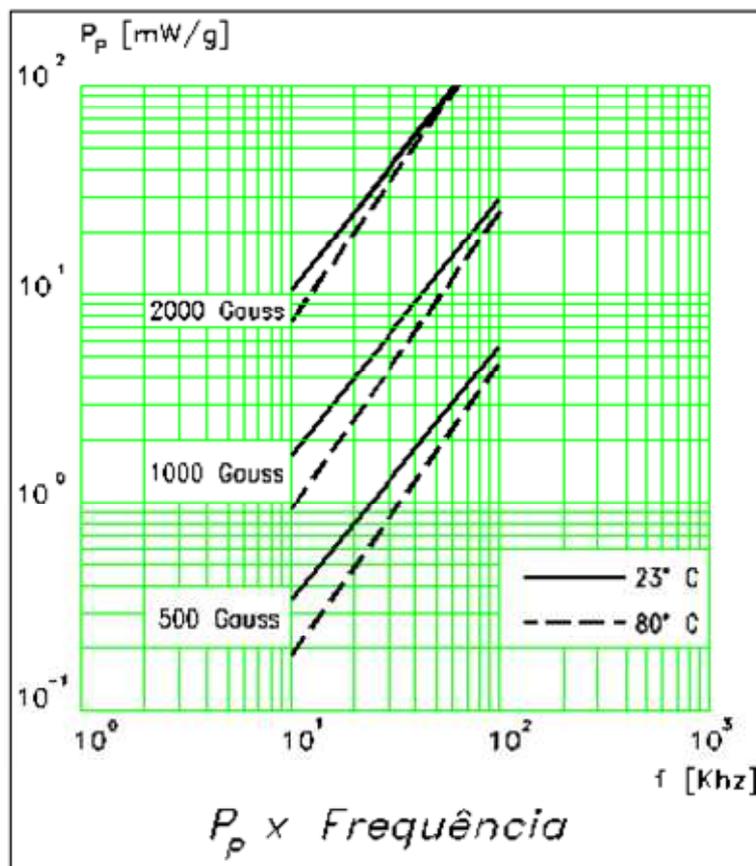


Fig. 5-4 – Densidade de potência em função da frequência para materiais *IP-12R*.

Com os parâmetros tais como, densidade máxima de corrente, fluxo magnético máximo, tensões e correntes determinados, calcula-se o número de espiras do primário e do secundário sabendo que a relação de espiras entre os enrolamentos é da ordem de dez.

$$N_p = \frac{V_{Drpk}}{4 \cdot B_{\max} \cdot A_e \cdot f_s} \quad (5.20)$$

Com isso o número de espiras do enrolamento primário é dado por (5.21) e conseqüentemente sabendo a relação de transformação ($N=10$), encontra-se o número de espiras do secundário.

$$n_p = 43 \quad (5.21)$$

$$n_s = N \cdot n_p = 430 \quad (5.22)$$

5.2.4 Condutores e Perdas

O dimensionamento dos condutores em transformadores e indutores deve ser muito criterioso para evitar perdas excessivas, o que pode provocar um inadequado funcionamento do dispositivo. Um dos fatores que devem ser considerados no projeto, especialmente quando o elemento magnético em questão está operando em alta frequência, é o efeito *Skin*.

Este efeito surge em conseqüência da repulsão das linhas de fluxo de corrente que circulam em um condutor para as suas extremidades, ocasionando a circulação de corrente na superfície do condutor. Os parâmetros para a determinação do coeficiente de profundidade levam em conta a frequência, densidade e a condutividade do condutor.

A equação (5.23) determina o coeficiente de profundidade. Conclui-se que em corrente contínua, o efeito é desprezível, enquanto que em altas frequências este efeito deve ser considerado.

$$\Delta_{skin} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (5.23)$$

Deste modo, uma onda eletromagnética em alta frequência ao penetrar em um condutor atenua mais rapidamente do que se estivesse em baixa frequência, provocando a circulação da corrente na periferia do condutor.

O fato da corrente em alta frequência tender a circular na superfície do condutor faz com que a resistência aparente do mesmo aumente, causando efeitos indesejáveis de aquecimento no condutor.

As expressões (5.24) e (5.25) determinam respectivamente as seções dos condutores dos enrolamentos primário e secundário do transformador levando em consideração a corrente e a máxima densidade de corrente circulante. As variáveis $I_{pr_{ef}}$ e $I_{sec_{ef}}$ representam as correntes eficazes para a mínima tensão de carga, no caso, $18kV$.

$$S_{pr} = \frac{I_{pr_{ef}}}{J_{max}} = 0,002444 \text{ cm}^2 \quad (5.24)$$

$$S_{sec} = \frac{I_{sec_{ef}}}{J_{max}} = 0,0002444 \text{ cm}^2 \quad (5.25)$$

Como definido em (5.23), o máximo diâmetro permitido para construção dos transformadores, considerando o efeito *Skin* está apresentada em

$$\Delta_{skin} = 0,073 \text{ cm} \quad (5.26)$$

Com base no diâmetro máximo e com auxílio dos dados fornecidos em [26], o condutor que deve ser utilizado é o 21–AWG. No entanto, os transformadores foram projetados com o condutor 23–AWG no enrolamento primário e para o secundário adotou-se o fio 33–AWG.

As equações (5.27) e (5.28) definem o número de condutores em paralelo para permitir a circulação de corrente sem eventuais problemas. Como se pode verificar, os condutores no enrolamento primário e secundário serão simples não havendo necessidade de paralelismo.

$$n_{pp} = \frac{S_{pr}}{S_{AWG23}} = \frac{0,002444}{0,002582} \quad (5.27)$$

$$n_{pp} = 1$$

$$n_{sp} = \frac{S_{sec}}{S_{AWG33}} = \frac{0,0002444}{0,000254} \quad (5.28)$$

$$n_{sp} = 1$$

A perda resultante dos condutores está expressa em (5.29).

$$P_{Joule} = \frac{\Omega_{AWG23}}{n_{pp}} \cdot l_m \cdot n_p \cdot I_{pr_{ef}}^2 + \frac{\Omega_{AWG33}}{n_{sp}} \cdot l_m \cdot n_s \cdot I_{sec_{ef}}^2 \quad (5.29)$$

$$P_{Joule} = 0,058 W$$

Onde Ω_{AWG} corresponde a resistência ôhmica para cada condutor, e l_m o comprimento médio de cada espira.

Para determinar a perda magnética deve-se considerar a curva da Fig. 5-4. Com a frequência de operação do transformador e o fluxo magnético especificado, encontra-se a densidade de potência do núcleo. Sabe-se que a massa do núcleo é dada por (5.30), com isso a perda magnética está definida em (5.31).

$$m_{EE55} = 110 g \quad (5.30)$$

$$P_{mag} = 0,99 W \quad (5.31)$$

A perda total do transformador é o resultado da soma do efeito Joule e das perdas do núcleo como mostra (5.32).

$$P_{total} = P_{Joule} + P_{mag} \quad (5.32)$$

$$P_{total} \square 1 W$$

5.3 Processo de Fabricação

A adequada construção dos transformadores é um fator imprescindível quando se deseja trabalhar com elevada tensão e alta frequência. Para atingir a tensão que a carga deve estar submetida no momento de ruptura do gás, optou-se pela utilização de cinco transformadores, sendo que cada um deverá fornecer uma tensão máxima de 5kV no secundário.

Com os parâmetros definidos anteriormente, como tipo de núcleo, bitolas dos condutores dos enrolamentos primário e secundário, frequência de operação, máxima tensão entre enrolamentos, parte-se para a etapa de fabricação dos transformadores.

A construção dos elementos magnéticos exige um projeto adequado de isolamento para que os mesmos operem com elevada tensão, uma vez que este fator é essencial no adequado funcionamento da estrutura.

O procedimento inicial é a preparação do carretel, e esse não deverá ter imperfeição alguma em sua estrutura. Como visto no tópico anterior, os condutores do

enrolamento secundário são de diâmetro reduzido, e isso leva a concluir que a perna central do carretel, não sendo circular, remete a uma maior atenção na execução do projeto, pois qualquer esforço mecânico no condutor pode eventualmente prejudicar o esmalte isolante.

O carretel utilizado deve ser apropriado para o núcleo *EE-55* e os condutores utilizados para os enrolamentos primários e secundários são respectivamente o 23-AWG com 43 espiras e o 33-AWG com 430 espiras. Outro ponto a ser enfatizado diz respeito a classe de isolamento térmica dos condutores, para evitar ao máximo uma sobretensão excessiva entre os enrolamentos e espiras, principalmente no enrolamento secundário. A classe utilizada no projeto é do tipo *F* tendo como característica uma isolamento térmica de $155^{\circ}C$.

Através de simulações verifica-se que quando os transformadores são associados e conectados à carga observa-se uma tensão entre os enrolamentos próxima da tensão de $20kV$, como será apresentado no item 5.6. Portanto, para que não ocorra à queima dos transformadores, deve-se prover a isolamento entre os enrolamentos primário e secundário.

A Fig. 5-5 apresenta o circuito para análise das tensões entre os enrolamentos primários e secundários à vazio. Será considerado nesta representação que as relações de espiras e as resistências entre enrolamentos sejam iguais para todos os transformadores e que as tensões obtidas por cada dobrador de tensão sejam idênticas.

Para simplificar a análise as tensões V_{t1} e V_o são aproximadas para a região contínua de operação. Desta forma, V_o é cinco vezes a tensão V_{t1} .

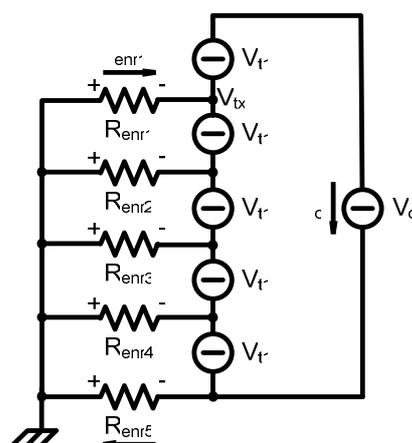


Fig. 5-5 – Circuito para análise das tensões de isolamento.

Considerando o que foi mencionado anteriormente, determina-se a tensão para os transformadores que apresentam a tensão de isolamento crítica. Estes

transformadores situam-se nos extremos do bloco de alta tensão. A Fig. 5-6 representa o circuito para determinação das tensões dos transformadores T_{r1} e T_{r5} .

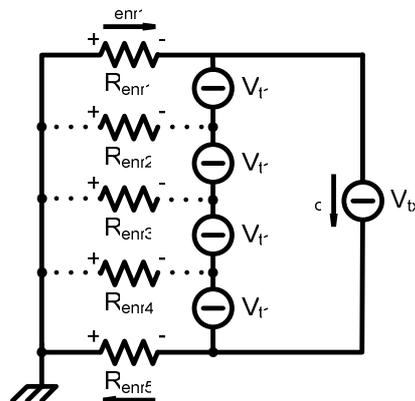


Fig. 5-6 - Circuito para análise das tensões de isolamento dos transformadores críticos.

Da Fig. 5-6 conclui-se que para a análise das tensões entre os enrolamentos dos transformadores T_{r1} e T_{r5} , as fontes são abertas e V_{tx} é dada por (5.33).

$$V_{tx} = 4 \cdot V_{r1} \quad (5.33)$$

Assim, as tensões sobre os enrolamentos representados na Fig. 5-6 pelos resistores R_{enr1} e R_{enr5} são respectivamente (5.34) e (5.35), o que corresponderia a uma tensão máxima de $20kV$ considerando que a tensão de saída seja $50kV$.

$$V_{R_{enr1}} = 2 \cdot V_1 \quad (5.34)$$

$$V_{R_{enr5}} = -2 \cdot V_1 \quad (5.35)$$

As expressões (5.34) e (5.35) justificam a necessidade de uma isolação adequada entre os enrolamentos de cada transformador. Na prática, a camada de isolamento foi implementada prevendo a máxima tensão de carga. A Fig. 5-7 apresenta uma foto da isolação não adequada entre enrolamentos, fator crítico para este tipo de estrutura.

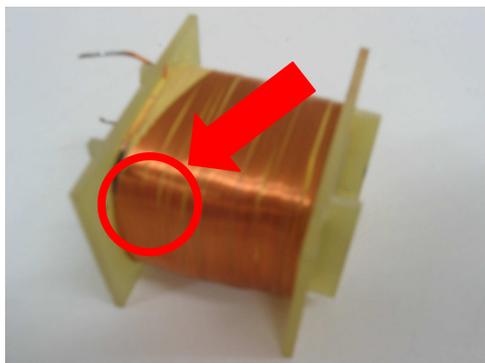


Fig. 5-7 – Detalhe da falha na isolação entre enrolamentos.

A Fig. 5-8 representa outro tipo de falha de isolamento, o curto circuito entre espiras. Para evitar curto entre enrolamentos utilizam-se afastadores entre as bobinas e o carretel.



Fig. 5-8 – Falha de isolamento entre bobinas.

Os materiais utilizados para a isolamento entre enrolamentos e camadas são respectivamente, os papéis *presebam* e uma fita de alta isolamento da ordem de $5kV$. Os procedimentos a seguir descrevem passo a passo o processo de fabricação dos cinco transformadores para evitar as falhas apresentadas nas figuras.

- **Passo 1 – Preparação do carretel**

Primeiramente deve-se isolar o carretel para evitar um possível curto circuito entre espiras e núcleo, e antes de começar a bobinagem é necessária uma volta completa de papel *presebam*. A implementação de afastadores entre as camadas e o núcleo também utilizam papel *presebam*.

- **Passo 2 – Enrolamento primário**

Com a preparação do carretel efetuada, dá-se início a primeira camada do enrolamento primário. É importante lembrar que se optou por iniciar com o enrolamento primário que dispõem de duas camadas, enquanto o enrolamento secundário apresenta sete camadas. Entre as camadas do primário utiliza-se uma volta de fita adesiva de alta tensão.

- **Passo 3 – Isolamento entre enrolamentos**

O isolamento entre os enrolamentos deve suportar uma tensão de $20kV$. Para que isso seja possível, após a bobinagem do enrolamento primário isola-se o mesmo com uma camada de papel *presebam* seguidas de 10 voltas de fita adesiva de alta tensão, resultando em uma satisfatória folga de isolamento. Por fim, mais uma volta de papel é

utilizada de forma a garantir a isolação e possibilitar um relevo mais adequado para iniciar o enrolamento secundário.

- **Passo 4 – Enrolamento secundário**

A bobinagem do enrolamento secundário é a mais crítica, pois se deve evitar o curto circuito entre a primeira e última espira de cada camada, entre as próprias camadas e núcleo. Para eliminar a possibilidade de curto circuito entre a primeira e última espira de cada camada, deve-se atentar para a máxima tensão entre as mesmas: sabe-se que entre cada espira a tensão é de aproximadamente 12V. E desta forma, opta-se por utilizar apenas 60 espiras por camada.

Pode-se concluir que serão necessárias sete camadas para obter as 430 espiras. O processo inicia-se com a primeira camada seguida respectivamente de uma volta completa de fita e passa para a bobinagem da segunda camada do enrolamento secundário e assim sucessivamente, até a sétima camada.

Para se ter uma margem de segurança é utilizada a cada duas camadas uma volta de papel *presebam*, precedida de uma separação entre as bobinas e o carretel através de um afastador de 5mm. Este procedimento deve ser mantido até a última camada do secundário. Este é um fato importante do porque da escolha do núcleo utilizado, pois pelo projeto teórico o núcleo seria de dimensões inferiores, prejudicando assim o trabalho adequado da isolação dos transformadores. A Fig. 5-9 e a Fig. 5-10 apresentam, respectivamente, a disposição dos enrolamentos em corte lateral e o detalhe dos enrolamentos, camadas e espiras.

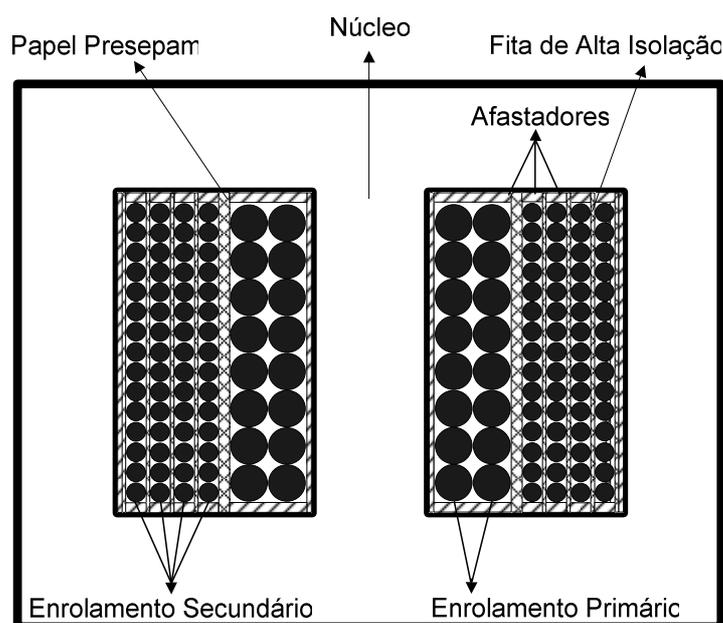


Fig. 5-9 – Representação da disposição dos enrolamentos do transformador.

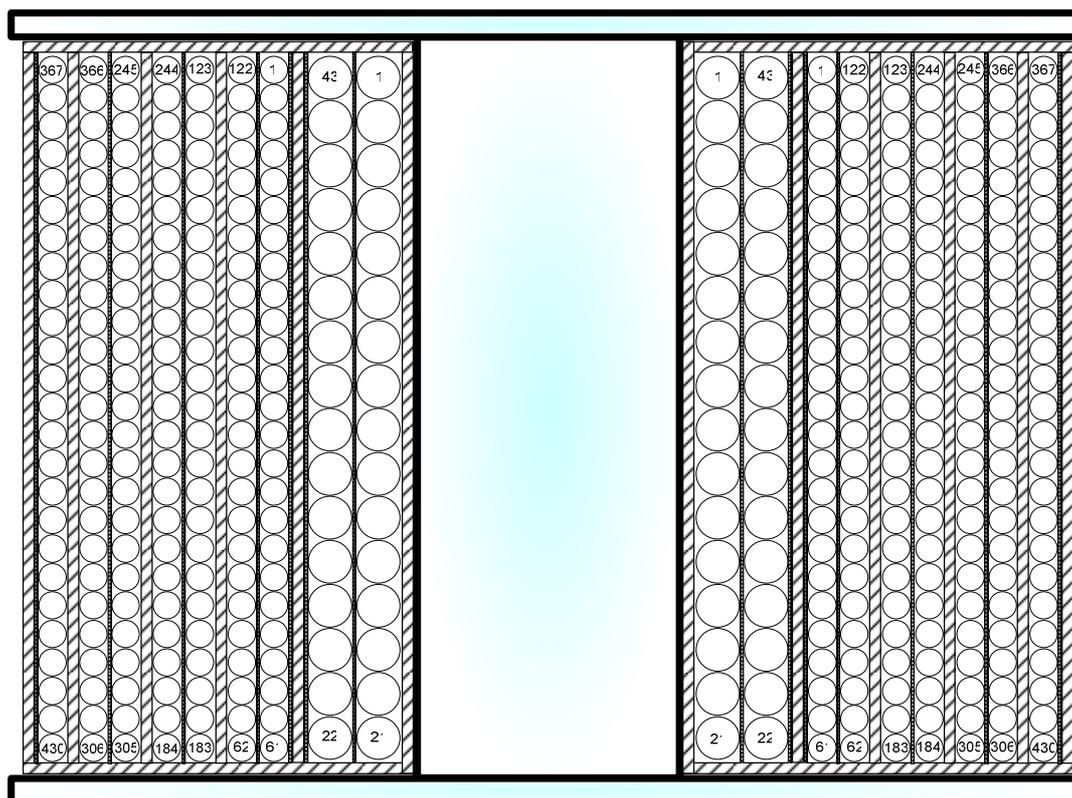


Fig. 5-10 – Detalhe dos enrolamentos, camadas e espiras dos transformadores.

- **Passo 5 – Isolação dos blocos de alta tensão**

Como última etapa na construção dos transformadores associa-se os multiplicadores de tensão. Assim, formam-se blocos de alta tensão constituídos pelos elementos magnéticos com os respectivos secundários conectados aos multiplicadores de tensão, como apresentado na Fig. 5-1.

É importante que os cinco blocos sejam devidamente isolados, e no presente projeto optou-se pelo isolamento individual para facilitar o manuseio e a troca dos elementos de cada bloco.

Para efetuar essa isolação é utilizada uma borracha a base de silicone com elevada rigidez dielétrica, e para dar consistência ao composto é adicionado um catalisador. O produto gerado desta mistura resulta em uma borracha maleável de cor avermelhada e com uma rigidez dielétrica de 15 kV/mm .

Cada bloco é mergulhado no composto a base de silicone em recipientes que atendam as dimensões necessárias para tal execução. É necessário que o silicone passe por um processo de cura de 48 horas, para garantir a isolação adequada.

5.4 Modelo e Análise das Impedâncias dos Transformadores

O item 5.4 apresenta uma análise do circuito equivalente do transformador operando em alta frequência e alta tensão com a respectiva associação dos mesmos. Através do projeto dos transformadores e dos ensaios efetuados em circuito aberto e curto circuito pode-se determinar os parâmetros de indutância e capacitância dos transformadores, avaliando a impedância total do sistema.

5.4.1 Circuito Equivalente do Transformador

Como são conhecidos de algumas estruturas, os efeitos da indutância de dispersão são aproveitados para auxiliar no processo de comutação dos interruptores. Considerando este fator, e sabendo da relevância da capacitância dos transformadores de alta tensão, opta-se por uma estrutura em que os parâmetros da indutância de dispersão e da capacitância equivalente sejam aproveitados como elementos que determinam a frequência de ressonância do sistema, como será demonstrado no item 5.4.5.

Antes de apresentar os ensaios e a especificação dos parâmetros dos transformadores é necessário representar um modelo aproximado do circuito do transformador quando este opera em alta frequência e alta tensão. A Fig. 5-11 é a representação do circuito do transformador operando em tais condições [20].

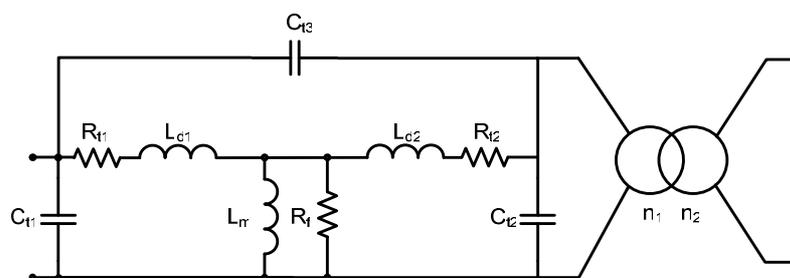


Fig. 5-11 – Circuito equivalente referido ao primário do transformador.

Onde:

- R_{r1} e R_{r2} - Resistência dos enrolamentos.
- L_{d1} e L_{d2} - Indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário.
- L_m - Indutância de magnetização.
- R_f - Resistência de perda do núcleo.
- C_{11} (primário), C_{12} (secundário) e C_{13} (acoplamento entre primário e secundário) - Capacitâncias equivalentes do transformador.

Para facilitar o estudo e a determinação dos parâmetros do transformador serão desprezadas as resistências dos enrolamentos, bem como as perdas do núcleo. Desta forma, o transformador é representado por três elementos como mostra a Fig. 5-12 [20].

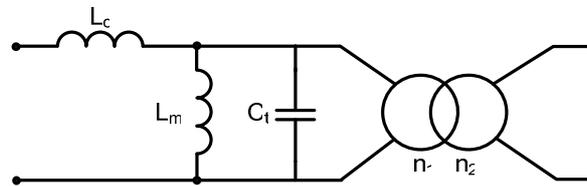


Fig. 5-12 – Circuito simplificado do transformador.

Assim, o transformador de alta frequência e elevada tensão pode ser simplificado por um modelo equivalente de três elementos, composto pela indutância de dispersão referida ao primário, indutância magnetizante e uma capacitância equivalente também refletida ao primário.

Observa-se, através de uma rápida inspeção do modelo equivalente do transformador, a presença de duas frequências de ressonância, uma série, determinada pela indutância de dispersão e a capacitância total, e uma frequência paralela, definida através da indutância magnetizante e capacitância equivalente do transformador. A especificação destas frequências será apresentada no item 5.4.4.

5.4.2 Associação dos Transformadores

O item 5.4.2 apresenta a análise para associação paralela dos cinco transformadores considerando os terminais dos enrolamentos secundários em aberto. O estudo deste caso resultará na determinação dos parâmetros equivalentes para as indutâncias de dispersão, magnetizante e a capacitância dos transformadores. Para evitar longos equacionamentos será proposto o caso exposto na Fig. 5-13, que apresenta apenas dois transformadores determinados respectivamente por T_{r1} e T_{r2} .

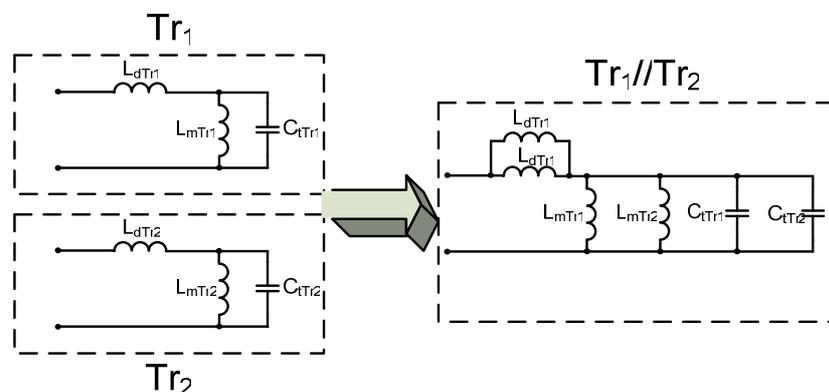


Fig. 5-13 – Associação paralela de dois transformadores.

O equacionamento demonstrado neste tópico tem por objetivo comprovar através de equações matemáticas e simulações numéricas que o resultado da associação de dois transformadores resulta no paralelo de cada elemento constituinte dos mesmos, ou seja, a indutância e capacitância equivalentes serão o paralelo de cada elemento para a associação efetuada.

As impedâncias de T_{r_1} e T_{r_2} são dadas pelas equações (5.36) e (5.37).

$$Z_{Tr1} = \frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr1} \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + j\omega \cdot (L_{mTr1} + L_{dTr1})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + 1} \quad (5.36)$$

$$Z_{Tr2} = \frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr2} \cdot L_{mTr2} \cdot L_{dTr2} + j\omega \cdot (L_{mTr2} + L_{dTr2})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr2} \cdot C_{tTr2} + 1} \quad (5.37)$$

O resultado do paralelo dos transformadores T_{r_1} e T_{r_2} é determinado pela expressão (5.38).

$$Z_{Tr_{1,2}} = \frac{\left(\frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr1} \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + j\omega \cdot (L_{mTr1} + L_{dTr1})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + 1} \right) \cdot \left(\frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr2} \cdot L_{mTr2} \cdot L_{dTr2} + j\omega \cdot (L_{mTr2} + L_{dTr2})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr2} \cdot C_{tTr2} + 1} \right)}{\left(\frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr1} \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + j\omega \cdot (L_{mTr1} + L_{dTr1})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} + 1} \right) + \left(\frac{-j\omega^3 \cdot L_{dTr2} \cdot L_{mTr2} \cdot L_{dTr2} + j\omega \cdot (L_{mTr2} + L_{dTr2})}{-\omega^2 \cdot L_{mTr2} \cdot C_{tTr2} + 1} \right)} \quad (5.38)$$

Aplicando as considerações de (5.39) em (5.38), obtém-se (5.40).

$$\begin{aligned} a &= L_{dTr1} \cdot L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} \\ b &= L_{mTr1} + L_{dTr1} \\ c &= L_{mTr1} \cdot C_{tTr1} \\ d &= L_{dTr2} \cdot L_{mTr2} \cdot C_{tTr2} \\ e &= L_{mTr2} + L_{dTr2} \\ f &= L_{mTr2} \cdot C_{tTr2} \end{aligned} \quad (5.39)$$

$$Z_{Tr_{1,2}} = \frac{(j\omega)^5 \cdot (a \cdot f) + (j\omega)^3 \cdot (a + d + b \cdot f + e \cdot c) + j\omega \cdot (b + e)}{((j\omega)^2 \cdot a + 1) \cdot ((j\omega)^2 \cdot f + 1)} \quad (5.40)$$

A equação (5.40) representa a associação paralela dos transformadores T_{r_1} e T_{r_2} . A partir das considerações em (5.41) e através do circuito da Fig. 5-14 tem-se a expressão (5.42).

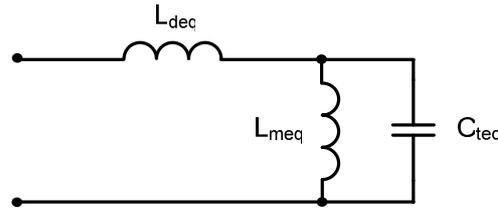


Fig. 5-14 – Impedância equivalente para associação dos cinco transformadores.

$$L_{meq_{T1,2}} = \left(\frac{L_{m_{Tr1}} \cdot L_{m_{Tr2}}}{L_{m_{Tr1}} + L_{m_{Tr2}}} \right)$$

$$L_{deq_{T1,2}} = \left(\frac{L_{d_{Tr1}} \cdot L_{d_{Tr2}}}{L_{d_{Tr1}} + L_{d_{Tr2}}} \right) \quad (5.41)$$

$$C_{teq_{T1,2}} = (C_{t_{Tr1}} + C_{t_{Tr2}})$$

$$Z_{T1,2} = \frac{-j\omega^3 \cdot L_{deq_{T1}} \cdot L_{meq_{T1}} \cdot C_{teq_{T1}} + j\omega \cdot (L_{meq_{T1}} + L_{deq_{T1}})}{-\omega^2 \cdot L_{meq_{T1}} \cdot C_{teq_{T1}} + 1} \quad (5.42)$$

As equações (5.40) e (5.42) representam a igualdade em termos de impedância e fase, isto será demonstrado mais claramente no item 5.4.4, quando os valores das indutâncias e capacitâncias de cada transformador forem determinados. A similaridade das equações (5.40) e (5.42) pode ser estendida para a associação dos cinco transformadores utilizados no projeto.

5.4.3 Ensaio dos Transformadores

Para realizar os ensaios de circuito aberto e de curto circuito e aferir os diagramas de módulo e fase são utilizados dois aparelhos dedicados a tais funções, o analisador de impedância modelo LCR METER 42162^a da *Hewlett Packard* e o *Precision Impedance Analyser 4294^a*, dedicado à análise das impedâncias em função da frequência. Por fim, o item 5.4.5 apresenta a análise da impedância do sistema completo.

Foram realizados quatro tipos de medidas para determinar os parâmetros dos cinco transformadores. Os resultados obtidos por meio destes ensaios são de vital importância para especificar as indutâncias de dispersão, magnetizante e capacitância equivalente.

No primeiro ensaio, o enrolamento secundário está aberto enquanto as medidas das indutâncias são efetuadas no enrolamento primário. Os resultados destas análises para os cinco transformadores projetados estão determinados em (5.43).

$$M_1 = \begin{pmatrix} 9,63 \\ 9,39 \\ 9,3 \\ 9,5 \\ 9,26 \end{pmatrix} \cdot mH \quad (5.43)$$

O segundo ensaio realizado é o resultado do curto circuito dos terminais do enrolamento secundário, e novamente as medidas das indutâncias são efetuadas no enrolamento primário. As medidas do segundo ensaio estão apresentadas em (5.44).

$$M_2 = \begin{pmatrix} 41,5 \\ 48,5 \\ 38,6 \\ 40,6 \\ 42,1 \end{pmatrix} \cdot \mu H \quad (5.44)$$

É interessante notar que a medida definida em (5.44) é o resultado aproximado da soma das indutâncias de dispersão quando o circuito é refletido para o enrolamento primário.

A medida (5.45) representa o ensaio realizado com o enrolamento primário em aberto e as medidas sendo efetuadas no enrolamento secundário. Já os ensaios apresentados em (5.46) são as medidas efetuadas das indutâncias no secundário estando o enrolamento primário em curto circuito.

$$M_3 = \begin{pmatrix} 0,963 \\ 0,939 \\ 0,93 \\ 0,95 \\ 0,926 \end{pmatrix} \cdot H \quad (5.45)$$

$$M_4 = \begin{pmatrix} 4,15 \\ 4,85 \\ 3,86 \\ 4,06 \\ 4,21 \end{pmatrix} \cdot mH \quad (5.46)$$

Como os enrolamentos primários estão em paralelo utilizam-se os dados de (5.44) para determinar a indutância de magnetização. Desta forma, o valor da indutância magnetizante é dado pela expressão (5.47) que representa o paralelo de cada indutância magnetizante. Este valor é verdadeiro, pois como será demonstrado no item 5.4.4 a associação paralela dos transformadores é o resultado do paralelo entre as indutâncias de dispersão, magnetizante e capacitâncias.

$$L_m = 1,883 mH \quad (5.47)$$

Para determinação dos elementos que compõem o transformador, utilizam-se ensaios que permitem avaliar a resposta em frequência para o módulo e a fase das impedâncias dos transformadores, como será apresentado no próximo item.

5.4.4 Resultado Experimental dos Transformadores

Os cinco transformadores construídos, segundo as recomendações anteriormente citadas, foram testados isoladamente para verificar a coerência entre a relação de espiras e a determinação das indutâncias e capacitâncias.

Os ensaios foram feitos utilizando um equipamento de análise de impedância, o *Precision Impedance Analyser 4294^a*, da *Hewlett Packard*. Os dados de módulo e fase para cada transformador são guardados em planilhas que com auxílio do *software Mathcad* podem ser analisados separadamente.

A Fig. 5-15 e a Fig. 5-16 representam respectivamente o diagrama de Bode para o módulo e a fase para os cinco transformadores utilizados no protótipo. É possível observar que a característica de impedância dos cinco transformadores é coerente, apresentando duas frequências de grande interesse para o projeto. Estas frequências estão detalhadas na Fig. 5-15.

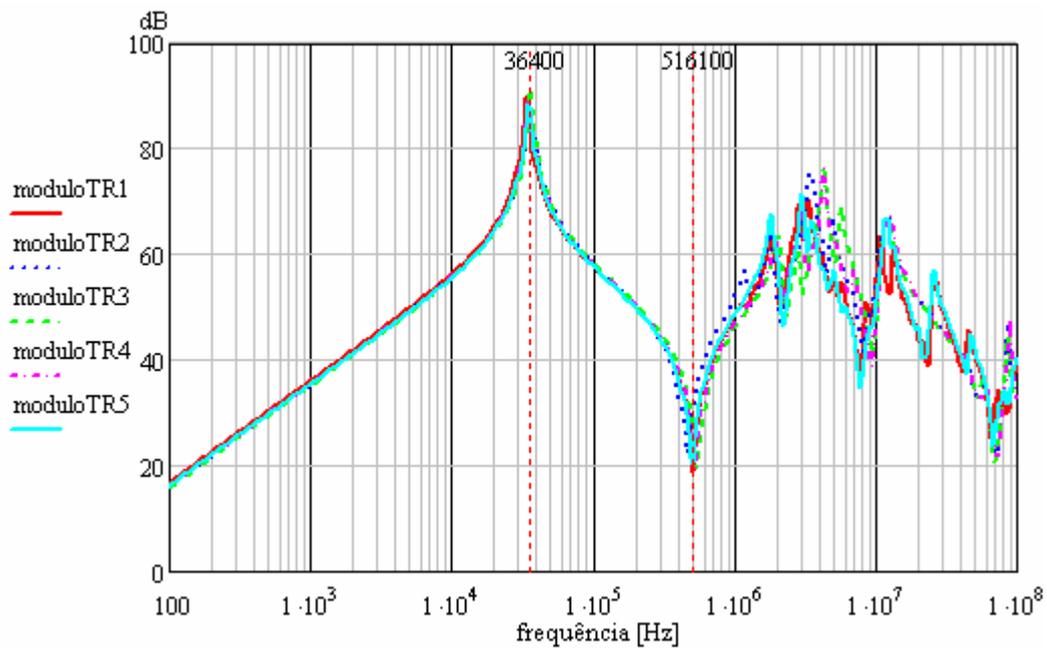


Fig. 5-15 – Diagrama de Bode para o módulo dos transformadores.

A primeira frequência representa a característica da ressonância paralela, onde o módulo da impedância é elevado e a fase altera-se de uma característica indutiva para capacitiva, como mostra a Fig. 5-16.

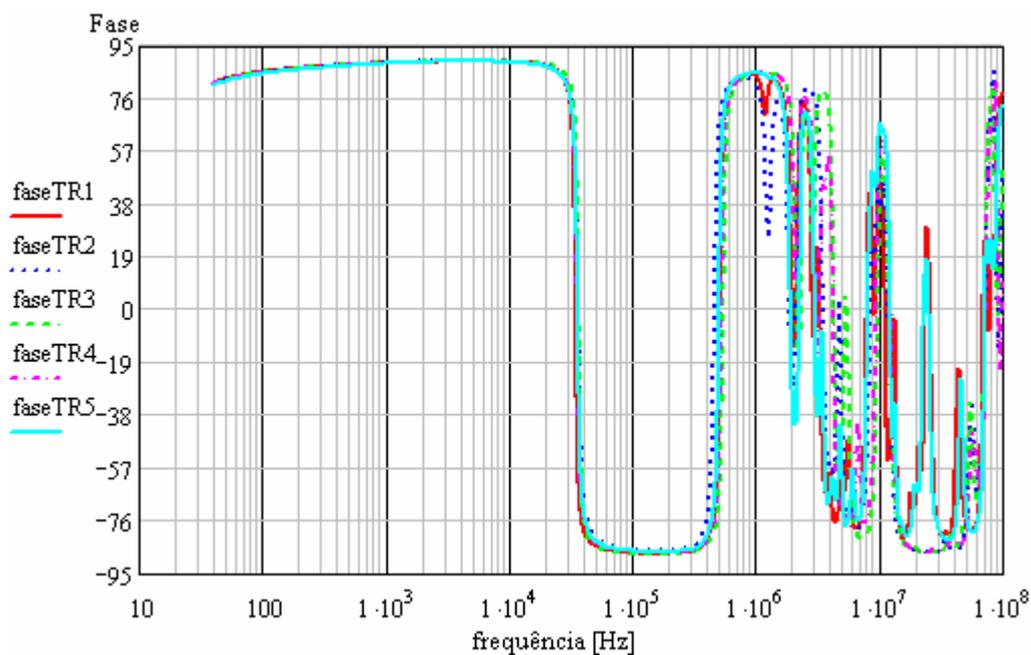


Fig. 5-16 – Diagrama de Bode para a fase dos transformadores.

Na ressonância série ocorre o processo inverso, o módulo de impedância é baixo enquanto que a característica de fase passa de capacitiva para indutiva. Como a indutância de dispersão é menor que a indutância de magnetização, a ressonância paralela se faz presente antes da ressonância série.

Como resultado da análise do circuito da Fig. 5-12 a frequência de ressonância paralela é definida em (5.48). Da equação conclui-se que a predominância sobre o circuito para o momento em análise é determinada pela indutância magnetizante e a capacitância do transformador.

$$f_{rp} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_t}} \quad (5.48)$$

A frequência de ressonância série é dada pela equação (5.49) e os elementos predominantes no circuito aproximado do transformador é a indutância de dispersão e a capacitância do transformador.

$$f_{rs} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_d \cdot C_t}} \quad (5.49)$$

As frequências obtidas no gráfico da Fig. 5-15 estão definidas em (5.50), possibilitando assim, a determinação da indutância de dispersão e da capacitância equivalente do transformador.

$$\begin{aligned} f_{rp} &= 36,4 \text{ kHz} \\ f_{rs} &= 516 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (5.50)$$

Através de (5.47), dos valores obtidos em (5.50) e da indutância magnetizante obtida em (5.47), obtém-se os valores equivalentes para a capacitância e indutância de dispersão. Substituindo os valores em (5.48) e (5.49), chega-se em (5.51), definindo os parâmetros necessários para o transformador.

$$\begin{aligned} C_t &= 10,15 \text{ nF} \\ L_d &= 9,37 \text{ } \mu\text{H} \end{aligned} \quad (5.51)$$

A Fig. 5-17 representa os diagramas de Bode de módulo e fase para os transformadores T_{r_1} e T_{r_2} , enquanto que a Fig. 5-18 apresentam os diagramas de Bode de módulo e fase considerando o paralelo entre as indutâncias de dispersão e magnetizante e as capacitâncias. Cabe ressaltar que os diagramas de módulo estão expressos em dB .

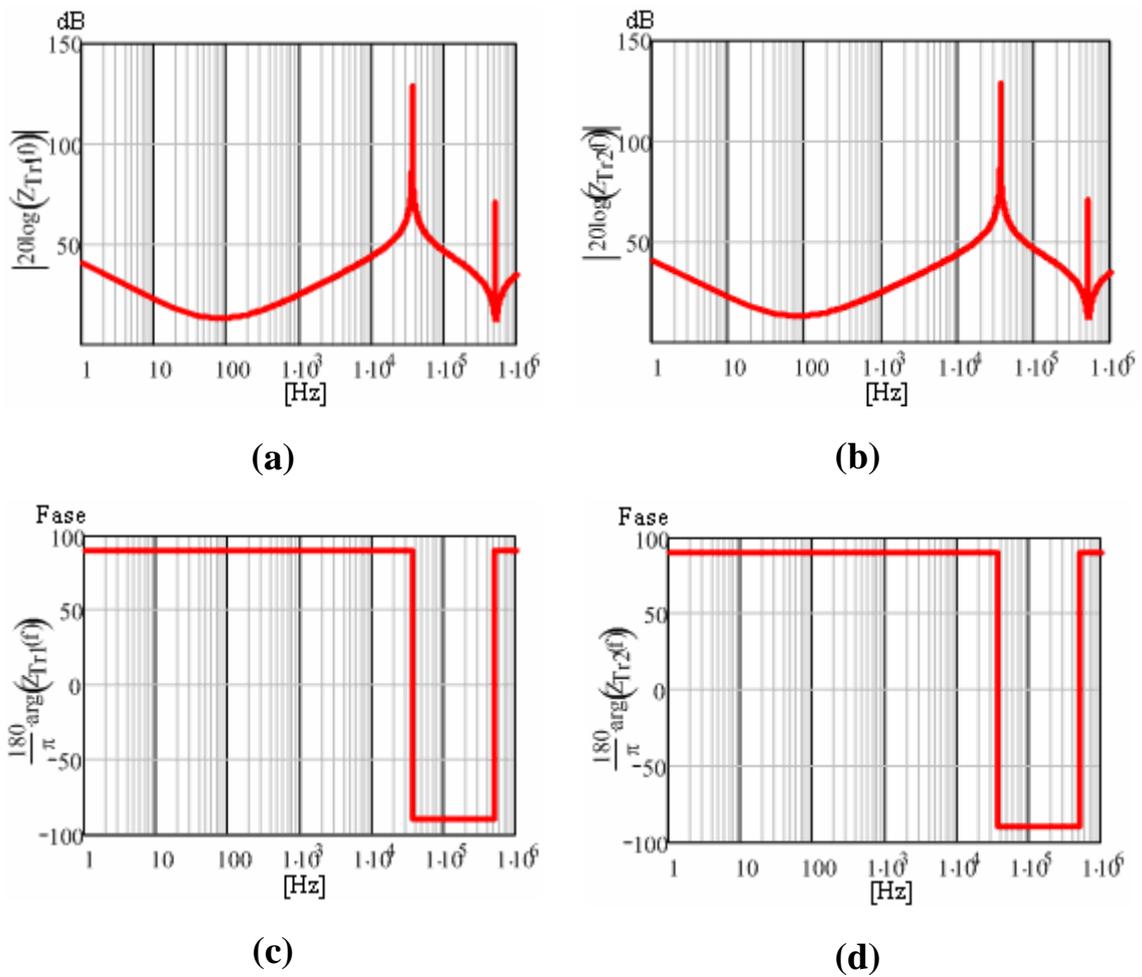


Fig. 5-17 – Diagrama de Bode de módulo e fase dos transformadores T_1 e T_2 .

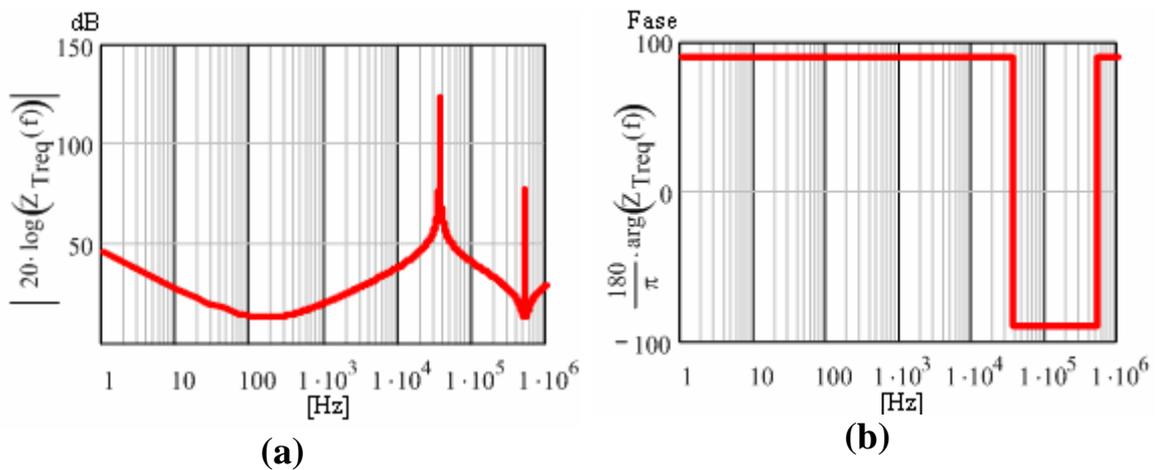


Fig. 5-18 - Diagrama de Bode de módulo e fase da impedância equivalente dos transformadores.

Estas figuras representam claramente o que foi exposto no item 5.4.2, e validam os conceitos e análises apresentados para a associação dos transformadores implementados.

5.4.5 Impedância Resultante

Este tópico tem por objetivo apresentar a influência dos parâmetros dos transformadores com o circuito ressonante paralelo, na impedância total deste conjunto. Nas análises feitas, as resistências dos elementos armazenadores de energia e dos enrolamentos dos transformadores foram desprezadas de forma a facilitar a análise dos circuitos.

A Fig. 5-19 e a Fig. 5-20 mostram os elementos que compõem a impedância do conversor juntamente com o transformador para dois modelos propostos, diferenciando-se um do outro apenas na disposição da indutância de dispersão. Nas figuras pode-se observar que C_s , C_r e L_r são respectivamente o capacitor para filtragem de corrente, indutor e capacitor ressonante, enquanto que L_m , L_d e C_t são os parâmetros dos transformadores, indutância de magnetização, dispersão e capacitância parasita.

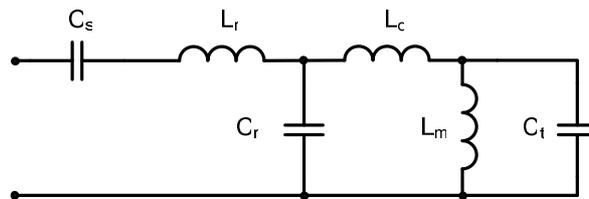


Fig. 5-19 – Impedância do circuito considerando C_r em paralelo com o transformador.

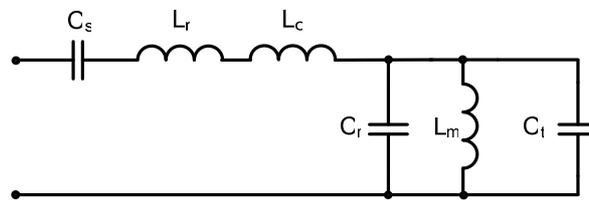


Fig. 5-20 – Impedância do circuito considerando C_r em paralelo com C_t .

O objetivo agora é avaliar a influência de cada elemento na impedância total do sistema. Os diagramas de Bode de módulo e fase dão a noção exata de como os parâmetros do transformador, indutor e capacitor do conversor ressonante interagem na determinação da frequência de ressonância do conversor.

O circuito da Fig. 5-19 representa um sistema de sexta ordem, enquanto que o circuito da Fig. 5-20 é de quarta ordem.

As deduções (5.52), (5.53) e (5.54) definem a impedância equivalente para o circuito da Fig. 5-19 com o capacitor em paralelo com o transformador. A impedância

$Z_1(s)$ é o resultado da soma de L_r e de C_s , enquanto que $Z_2(s)$ é o paralelo do capacitor externo de auxílio à ressonância C_r e os elementos do transformador.

$$Z_1(s) = \frac{L_r \cdot C_s \cdot s^2 + 1}{C_s \cdot s} \quad (5.52)$$

$$Z_2(s) = \frac{L_m \cdot L_d \cdot C_t \cdot s^3 + (L_m + L_d) \cdot s}{L_m \cdot L_d \cdot C_t \cdot C_r \cdot s^4 + C_r \cdot (L_m + L_d) \cdot s^2 + 1} \quad (5.53)$$

A impedância equivalente para o circuito da Fig. 5-19 é o somatório de $Z_1(s)$ e $Z_2(s)$, como definido em (5.54), onde (5.55) define os coeficientes de (5.54).

$$Z_{eq1}(s) = Z_1(s) + Z_2(s)$$

$$Z_{eq1}(s) = \frac{a_1 \cdot a_5 \cdot s^6 + s^4 \cdot (a_1 \cdot a_6 + a_2 \cdot a_3 + a_5) + s^2 \cdot (a_2 \cdot a_4 + a_1 + a_6) + 1}{a_2 \cdot a_5 \cdot s^5 + a_2 \cdot a_6 \cdot s^3 + s \cdot a_2} \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= L_r \cdot C_s \\ a_2 &= C_s \\ a_3 &= L_m \cdot L_d \cdot C_t \\ a_4 &= (L_m + L_d) \\ a_5 &= L_m \cdot L_d \cdot C_t \cdot C_r \\ a_6 &= C_r \cdot (L_m + L_d) \end{aligned} \quad (5.55)$$

Para demonstração via *Mathcad*, consideram-se os parâmetros apresentados em (5.56). Os valores para L_r , C_r e C_s são os valores obtidos para implementação prática da fonte. Como o objetivo aqui é avaliar a influência dos circuitos equivalentes, assumem-se tais valores, os quais serão devidamente esclarecidos no próximo capítulo.

$$\begin{aligned} L_r &= 90 \mu H \\ C_r &= 66 nF \\ C_s &= 2 \mu F \\ L_d &= 9,37 \mu H \\ L_m &= 1,883 mH \\ C_t &= 10,15 nF \end{aligned} \quad (5.56)$$

Com auxílio do *software Mathcad* é possível avaliar o módulo e fase de $Z_{eq1}(s)$.

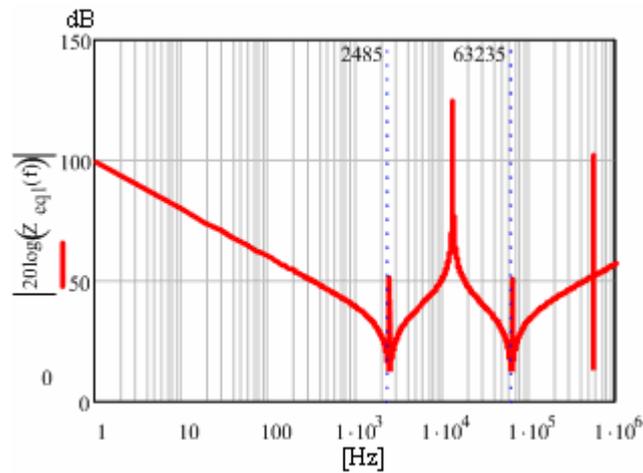


Fig. 5-21 – Módulo da impedância $Z_{eq1}(s)$.

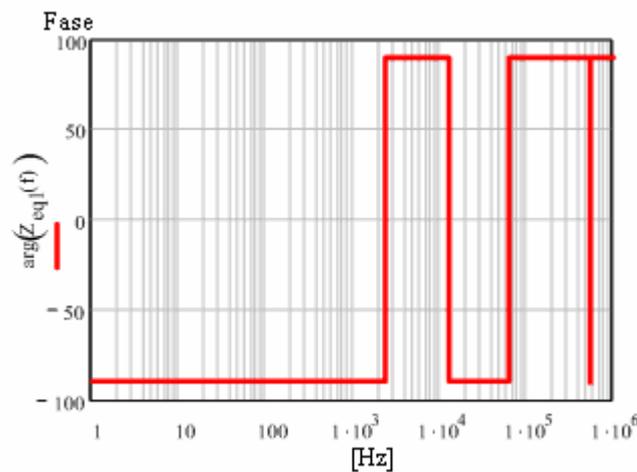


Fig. 5-22 – Fase da impedância $Z_{eq1}(s)$.

As próximas deduções referem-se ao circuito da Fig. 5-20. E as equações (5.57) e (5.58) são respectivamente, as impedâncias resultantes da associação série de L_r , C_s e L_d e o paralelo entre L_m , C_r e C_t .

$$Z_3(s) = \frac{C_s \cdot (L_r + L_d) \cdot s^2 + 1}{C_s \cdot s} \quad (5.57)$$

$$Z_4(s) = \frac{L_m \cdot s}{L_m \cdot (C_t + C_r) \cdot s^2 + 1} \quad (5.58)$$

O resultado do circuito equivalente está definido por (5.59), e a partir deste é possível verificar os pontos de ressonância do sistema considerando os diagramas de Bode de módulo e fase para $Z_{eq2}(s)$. Onde os coeficientes de (5.59) são dados por (5.60).

$$Z_{eq2}(s) = Z_3(s) + Z_4(s)$$

$$Z_{eq2}(s) = \frac{b_1 \cdot b_4 \cdot s^4 + s^2 \cdot (b_2 \cdot b_3 + b_1 + b_4) + 1}{b_2 \cdot b_4 \cdot s^3 + b_2 \cdot s} \quad (5.59)$$

$$b_1 = C_s \cdot (L_r + L_d)$$

$$b_2 = C_s$$

$$b_3 = L_m$$

$$b_4 = L_m \cdot (C_t + C_r) \quad (5.60)$$

A Fig. 5-23 é o resultado do diagrama de Bode para o módulo da expressão (5.59). A Fig. 5-24 caracteriza a fase para a impedância $Z_{eq2}(s)$.

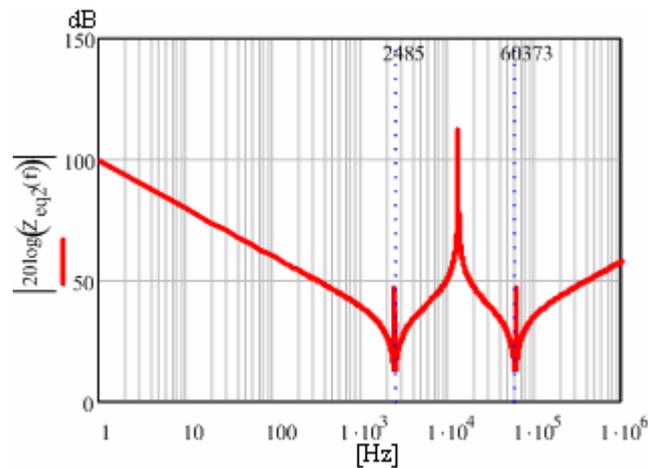


Fig. 5-23 – Módulo da impedância $Z_{eq2}(s)$.

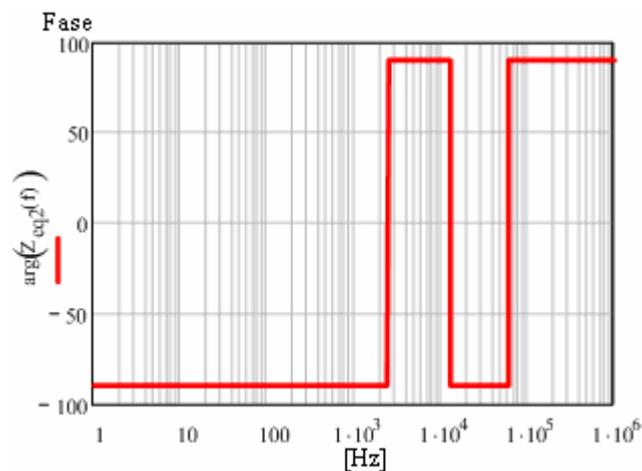


Fig. 5-24 – Fase da impedância $Z_{eq2}(s)$.

Como mencionado anteriormente, o conversor opera com elevada frequência de comutação. Portanto, para se determinar a frequência de ressonância do circuito desconsidera-se a influência da capacitância série de filtragem (C_s) e da indutância de

magnetização L_m , justamente por estas apresentarem valores significativos quando comparados com C_i , C_r e L_d .

Com a consideração acima, chega-se ao circuito apresentado na Fig. 5-25. É importante observar que os diagramas de Bode das impedâncias da Fig. 5-19 e Fig. 5-20 não apresentaram diferença significativa nos pontos de ressonância. Desta forma, o circuito da Fig. 5-25 é o resultado da simplificação da Fig. 5-20.

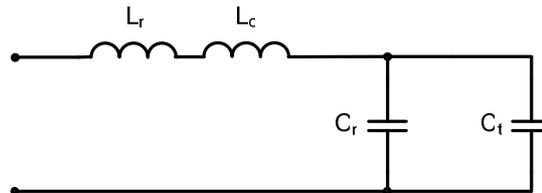


Fig. 5-25 – Circuito resultante para determinação da frequência de ressonância.

A equação (5.61) é o resultado obtido para a determinação da frequência de ressonância do sistema conversor transformador. O resultado mostra claramente que os parâmetros de interesse são as indutâncias de dispersão e ressonante juntamente com as capacitâncias do transformador e de auxílio a ressonância.

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_d + L_r) \cdot (C_i + C_r)}} \quad (5.61)$$

5.5 Metodologia de Projeto do Circuito Dobrador de Tensão

A Fig. 5-26 representa o circuito de um transformador que utiliza um dobrador de tensão ligado ao enrolamento secundário.

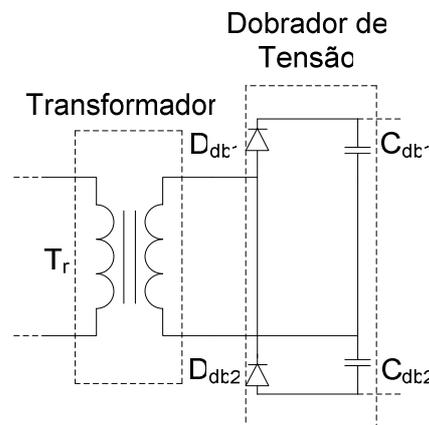


Fig. 5-26 – Circuito transformador multiplicador de tensão.

O multiplicador de tensão é vital para obtenção da tensão de saída do conversor. Tal componente é conectado ao secundário de cada um dos cinco transformadores que por sua vez são ligados em série.

5.5.1 Especificações para o Dobrador de Tensão

Para o dimensionamento dos dobradores de tensão os requisitos de projeto estão definidos na Tabela 5-2. A principal observação a ser feita diz respeito a tensão e potência para o projeto destes elementos. Consideram-se como parâmetros os dados do tubo de descarga fornecidos pelo fabricante, e segundo este, para a máxima potência têm-se a tensão de $18kV$. Assim, no projeto dos dobradores deve-se considerar este critério, como detalhado a seguir.

Tabela 5-2 – Especificações para o Dobrador de Tensão.

| Grandeza | Valor Nominal |
|-------------------------------------|---------------|
| Tensão média para máxima potência | 3.6kV |
| Tensão máxima | 5kV |
| Frequência de comutação | 45kHz |
| Potência da Fonte | 700W |
| Ondulação da tensão dos capacitores | 10% |
| Número de dobradores | 5 |

5.5.2 Dimensionamento do Dobrador de Tensão

O fator multiplicador é de ordem dois, sendo assim e como mencionado no quinto capítulo, cada multiplicador deve processar uma tensão de $5kV$. Sendo assim, cada transformador processa uma tensão de no máximo $5kV$ e cada bloco de alta tensão, constituído em sua parte pelo elemento magnético e o multiplicador origina uma tensão máxima de $10kV$.

A Fig. 5-27 apresenta o circuito dobrador considerando somente um estágio de alta tensão. A tensão de entrada do multiplicador é dada na figura por V_{sec} e R_o representa a carga.

A tensão vista pelos terminais do multiplicador, para facilitar as análises, será considerada do tipo senoidal. Portanto, durante o semiciclo positivo de V_{sec} o diodo D_{db1} conduz carregando o capacitor C_{db1} , da mesma forma que ocorre a descarga de C_{db2} , como apresentado na Fig. 5-28a. Na segunda etapa de funcionamento o diodo D_{db2}

conduz ocorrendo a carga de C_{db2} e a descarga de C_{db1} através de R_o . A Fig. 5-28b apresenta o fluxo de corrente durante a segunda etapa.

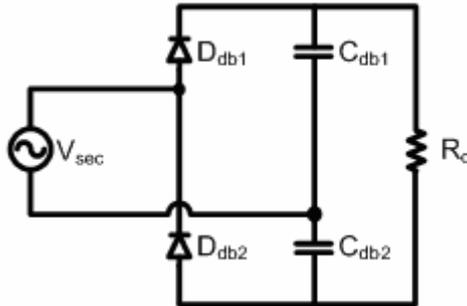


Fig. 5-27 – Circuito multiplicador de tensão.

O diodo D_{db1} só inicia a condução quando a tensão de anodo do diodo for superior a tensão do capacitor C_{db1} . Para o outro semiciclo da tensão de entrada o processo é análogo ao descrito, porém com os seguintes elementos em análise D_{db2} e C_{db2} .

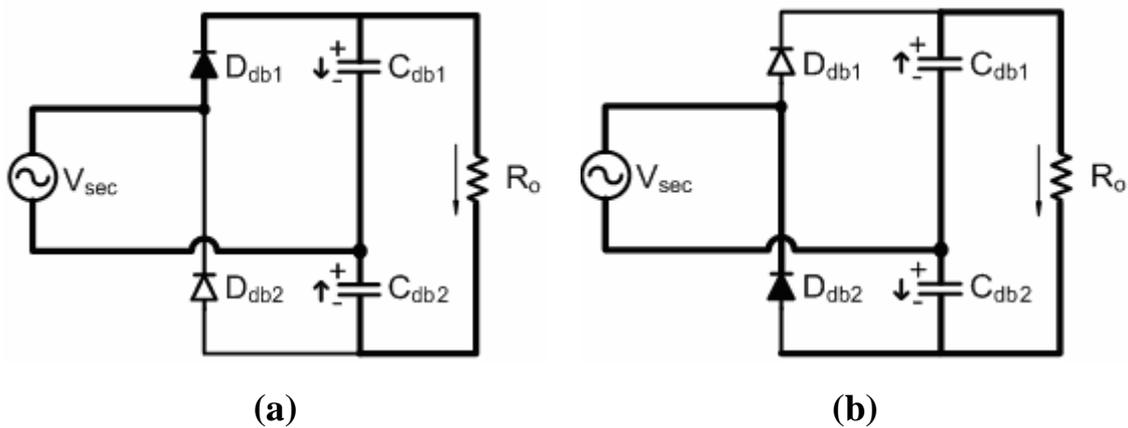


Fig. 5-28 – Etapas de funcionamento do multiplicador de tensão.

A equação (5.62) representa o valor médio da tensão de cada capacitor do dobrador.

$$V_{C_{db_{med}}} = \frac{V_{C_{db_{max}}} + V_{C_{db_{min}}}}{2} \quad (5.62)$$

A energia acumulada no capacitor pode ser expressa por (5.63). Onde $\Delta V_{C_{db}}$ é a diferença entre a máxima e mínima tensão do capacitor.

$$W_{C_{db}} = \frac{P_o}{2 \cdot f_s} = \frac{1}{2} C_{db} \cdot \Delta V_{C_{db}}^2 \quad (5.63)$$

A equação (5.63) representa para cada capacitor do multiplicador a metade da potência fornecida para a carga, assim tem-se (5.64).

$$C_{db} = \frac{P_o}{n_{tr} \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_{db}}^2} \quad (5.64)$$

O tempo de condução de cada diodo é definido como $t_{D_{db}}$, e para obter este tempo considera-se na entrada do dobrador uma fonte de tensão senoidal. Sabe-se que cada capacitor se carrega com o valor máximo da tensão de entrada. Desta forma, se for considerado na análise o início da condução de cada diodo (tensão mínima do capacitor), tem-se (5.65).

$$t_{D_{db}} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{C_{db_{min}}}}{V_{C_{db_{max}}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (5.65)$$

Considerando a quantidade de carga armazenada em cada capacitor como definido em (5.66), se expressa a corrente de cada elemento armazenador por (5.67).

$$\Delta Q_{C_{db}} = C_{db} \cdot \Delta V_{C_{db}} = I_{P_{C_{db}}} \cdot t_{D_{db}} \quad (5.66)$$

$$I_{P_{C_{db}}} = \frac{C_{db} (V_{C_{db_{max}}} - V_{C_{db_{min}}})}{t_{D_{db}}} \quad (5.67)$$

Substituindo os requisitos de projeto, como valor médio da tensão do capacitor, frequência de operação, variação de tensão e potência, chega-se aos parâmetros obtidos para os componentes do dobrador de tensão apresentados na Tabela 5-3.

Tabela 5-3 – Dimensionamento do multiplicador de tensão.

| Grandeza | Valor Nominal |
|------------------------------------|---------------|
| Tensão máxima sobre os capacitores | 5kV |
| Capacitância equivalente | 4,8nF |
| Tensão reversa sobre os diodos | 10kV |
| Corrente de pico nos diodos | 1,5A |
| Corrente média nos diodos | 47mA |
| Corrente eficaz nos diodos | 220mA |

Tomando por base os dados fornecidos pela Tabela 5-3, selecionou-se para cada capacitor do estágio dobrador a associação de dois capacitores de poliéster de

$4,7nF / 6,3kV$ modelo *B32237*, fabricados pela *EPCOS*, e diodos modelo *RR1200B*, fabricados pela *EDI*. Os valores obtidos nesta tabela condizem com os resultados de simulação para a máxima potência de carga que será apresentado no item 5.6.

Como mencionado no quinto capítulo, há necessidade de implementar uma placa especial para o bloco de alta tensão, uma vez que estão presentes os cinco transformadores e seus respectivos dobradores de tensão.

5.6 Simulação

Com a finalidade de demonstrar a viabilidade do projeto do estágio de alta tensão do protótipo apresentam-se neste tópico as principais formas de onda que comprovam a eficácia do dimensionamento dos transformadores e dobradores de tensão.

As simulações consideram a associação anteriormente mencionada com os cinco transformadores e os respectivos dobradores de tensão alimentados por uma fonte alternada de tensão operando com a tensão de máxima potência e com a mesma frequência de comutação. É importante esclarecer que estas simulações têm por objetivo validar o projeto dos elementos magnéticos e dos dobradores de tensão considerando a idealização dos componentes. A Fig. 5-29 representa as tensões entre os enrolamentos de cada transformador visando comprovar os efeitos provocados pela associação dos mesmos na máxima tensão de carga.

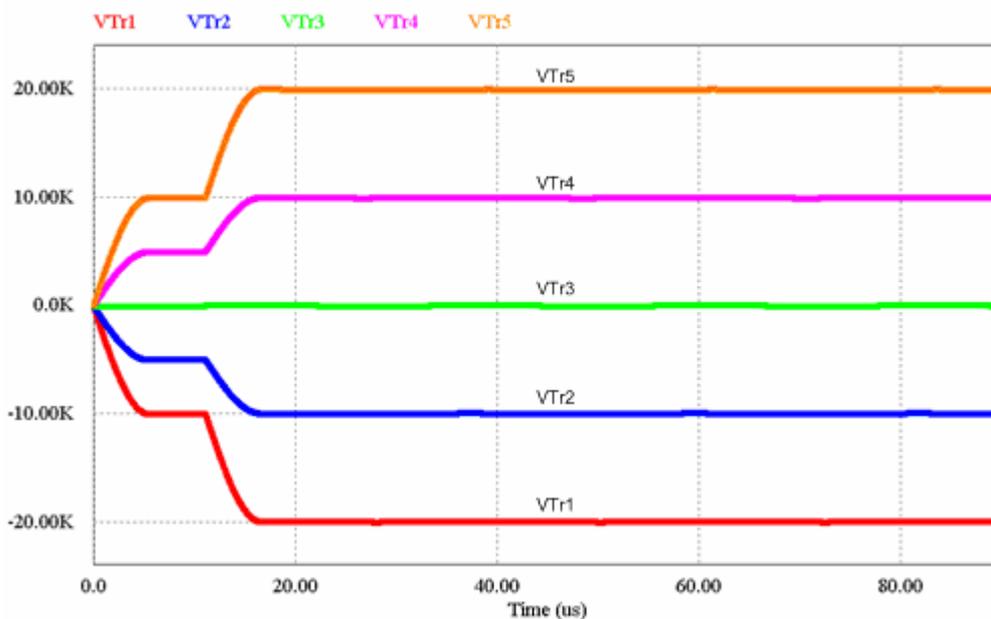


Fig. 5-29 – Tensões entre os enrolamentos dos transformadores para a tensão de excitação do tubo de raio *laser*.

A Fig. 5-30 e a Fig. 5-31 apresentam respectivamente as tensões entre os enrolamentos de cada transformador e as formas de onda para as tensões na saída nos dobradores e as correntes para um estágio dobrador, considerando esta análise para a máxima potência processada pelo *laser*.

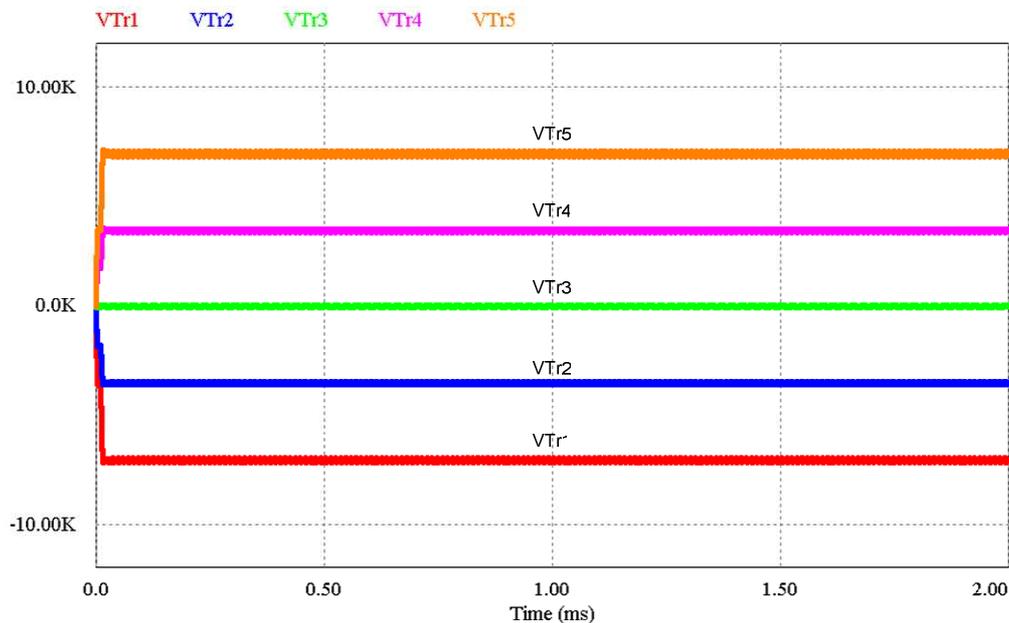


Fig. 5-30 – Tensões nos enrolamentos para a máxima potência dissipada no *laser*.

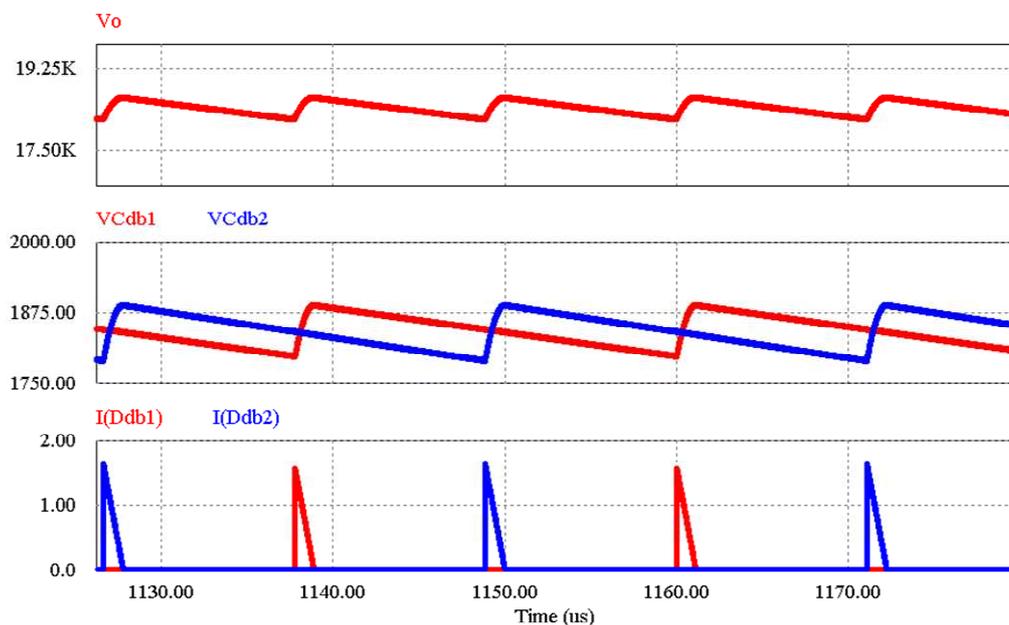


Fig. 5-31 – Tensão de saída e formas de onda de tensão e corrente em um dobrador para a máxima potência dissipada no *laser*.

5.7 Layout do Circuito de Alta Tensão

A Fig. 5-32 representa a disposição dos componentes da placa de circuito impresso para a alta tensão, enquanto a Fig. 5-33 e a Fig. 5-34 apresentam a disposição

das trilhas na face inferior e o corte efetuado na placa para impregnação da resina de silicone, respectivamente.

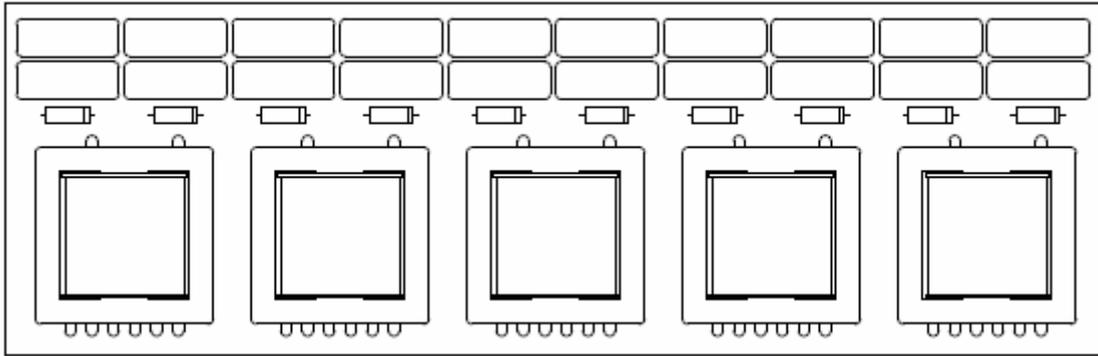


Fig. 5-32 – Disposição dos componentes na placa de circuito impresso de alta tensão.

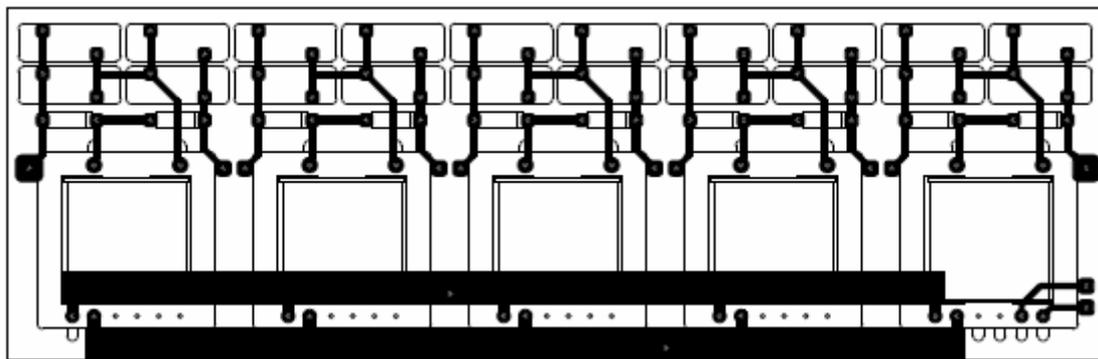


Fig. 5-33 – Face inferior da placa de circuito impresso de alta tensão.

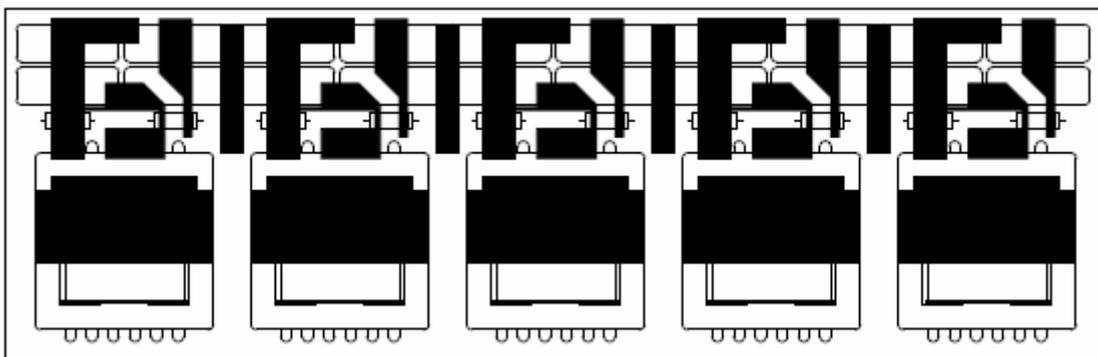


Fig. 5-34 – Vista dos cortes efetuados na placa de circuito impresso de alta tensão.

O corte da placa de circuito impresso é fundamental para se obter uma impregnação adequada do composto de silicone. Este composto é constituído por uma resina de silicone com isolamento de $15kV/mm$ quando misturado ao catalisador, fundamental para a maleabilidade do composto.

Para efetuar a impregnação do silicone no bloco de alta tensão é necessário um molde com as dimensões de $30cm \times 10,5cm \times 7cm$. Para iniciar os testes elétricos do

bloco de alta tensão é preciso obedecer ao tempo de cura do silicone que é de no mínimo 48h.

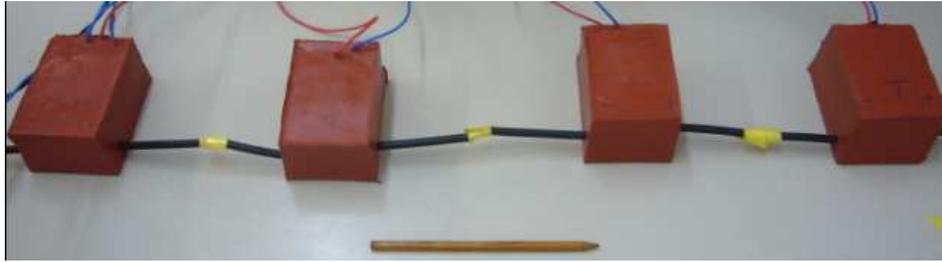


Fig. 5-35 – Foto dos transformadores montados.

A Fig. 5-36 mostra em detalhes o bloco de alta tensão constituído pelo transformador e pelo multiplicador de tensão.

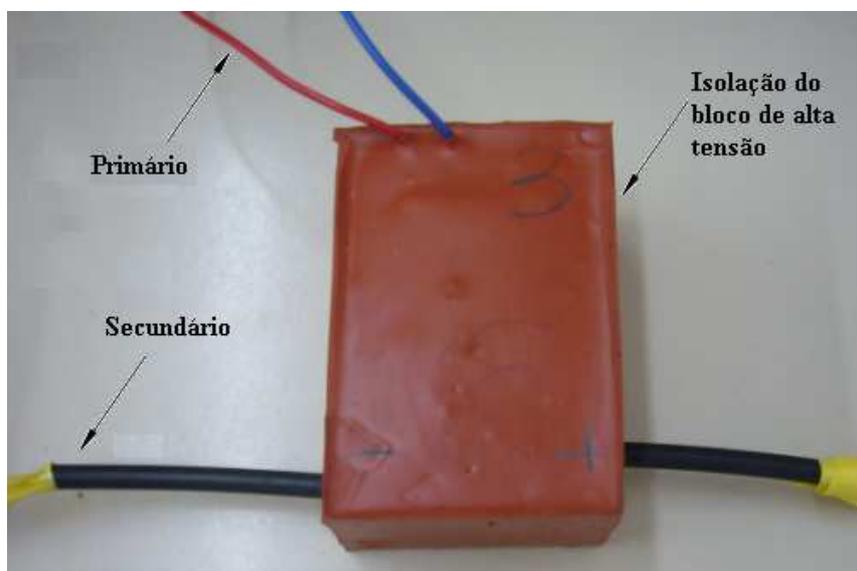


Fig. 5-36 – Detalhe de um bloco de alta tensão.

Um dado interessante a ser mencionado em relação ao projeto dos blocos de alta tensão refere-se ao tipo de condutor utilizado na alta tensão. Tal condutor deve suportar a alta tensão proveniente do conversor ressonante paralelo, e o fio utilizado é o 16 AWG com isolação de 50kV, utilizando capa de PVC e núcleo PP.

5.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um procedimento para o projeto de transformadores que operam com alta tensão e alta frequência. A metodologia para tal projeto foi concebida para a implementação de um protótipo para acionamento de raio *laser*.

A metodologia utilizada, bem como os parâmetros essenciais para a confecção dos transformadores foi descrita no item 5.2. Optou-se pela utilização de cinco transformadores com os respectivos primários conectados em paralelo e para cada secundário se utiliza um dobrador de tensão, todos ligados em série para que se possa obter a tensão desejada no acionamento e controle de potência do *laser*.

Para a fabricação dos transformadores, foi elaborado um método com embasamento teórico conciliado com um procedimento empírico e artesanal para a construção dos mesmos. Diferentes formas de enrolar as bobinas foram testadas, e a principal dificuldade foi na questão da isolação entre os enrolamentos e entre as camadas do secundário. O método de confecção dos transformadores de alta tensão e alta frequência que apresentou resultados satisfatórios está descrito no item 5.3, onde o núcleo foi super dimensionado para que se pudesse trabalhar melhor a isolação do transformador.

O item 5.4 apresentou a análise da impedância em função dos parâmetros dos transformadores e o estudo do modelo equivalente utilizado para compor o sistema conversor-transformador. Os valores de indutância, capacitância e frequência de ressonância foram obtidos com o auxílio de equipamentos de medição e a utilização do *Mathcad*. Enfatizou-se ainda a impedância completa do sistema conversor transformador.

Em 5.5 foi apresentado o projeto através de uma metodologia apropriada para o estágio dobrador de tensão de forma a atender as especificações de carga. Tanto o projeto dos transformadores quanto dos dobradores puderam ser comprovados através das simulações descritas em 5.6. Por fim, o item 5.7 apresentou o *layout* implementado para os blocos de alta tensão que constituem os transformadores associados com os respectivos dobradores.

CAPÍTULO 6

Projeto e Resultados

6.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os requisitos de projeto para o dimensionamento do circuito de potência da fonte de raio *laser*. Com as informações obtidas através dos ábacos gerados no quarto capítulo e com auxílio de simulações projetam-se os componentes do circuito de potência.

As especificações e o dimensionamento sucinto da ponte retificadora e dos capacitores de entrada da fonte de raio *laser* estão apresentados em 6.2. No item 6.3 apresenta-se o dimensionamento da estrutura de potência do conversor meia ponte, destacando o indutor, capacitor e os interruptores. Os capacitores e os indutores, bem como os demais elementos, são especificados segundo os requisitos de projeto e tendo como fator relevante os parâmetros obtidos da análise dos transformadores.

Em 6.4 apresentam-se os resultados obtidos por simulação e experimentalmente para o conversor operando em malha aberta a vazio e malha fechada com carga resistiva. Os resultados para a carga do tipo *laser* são obtidos por simulação, considerando o circuito equivalente gerado no terceiro capítulo.

Para finalizar o capítulo, o tópico 6.5 descreve, respectivamente, o esquemático completo, o *layout* das placas e a lista de componentes. Os circuitos de controle, proteção e fonte auxiliar estão apresentados no apêndice A.

6.2 Circuito de Entrada da Fonte

A Fig. 6-1 apresenta um diagrama de blocos simplificado para a estrutura implementada na prática. Divide-se este projeto em três partes, a primeira responsável pela retificação e adequação da tensão de entrada, a segunda etapa definida pelo circuito ressonante incluindo os transformadores e multiplicadores, e por fim a terceira parte, composta pelos circuitos de controle e proteção da fonte.

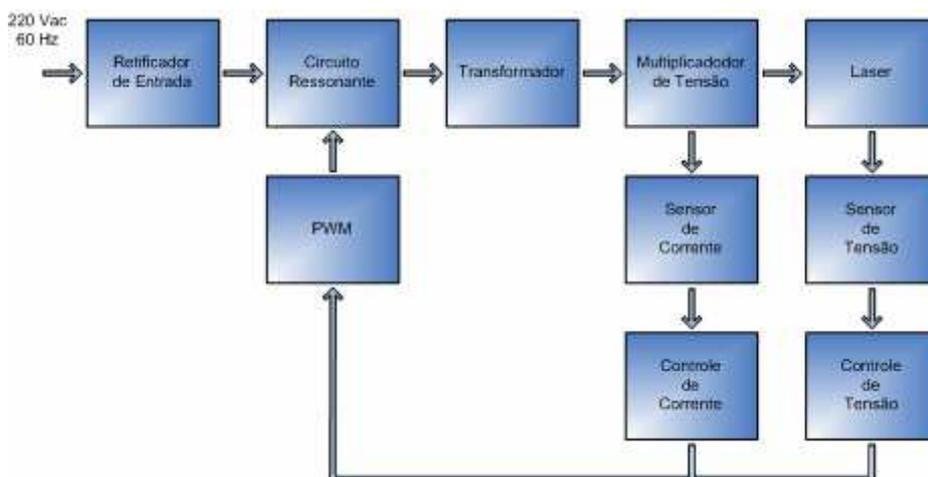


Fig. 6-1 – Diagrama de blocos do protótipo.

Neste item apresenta-se o projeto do circuito de entrada da fonte, constituídos pela ponte retificadora e pelos capacitores de entrada do conversor meia ponte. Na Tabela 6-1 estão descritas as principais especificações para o projeto da fonte de raio laser.

Tabela 6-1 – Principais especificações para o projeto da fonte.

| Grandeza | Valor Nominal |
|--|---------------|
| Tensão eficaz da rede | 110V/220V |
| Ondulação da tensão da rede | 20% |
| Tensão média CC de entrada do conversor meia ponte | 155V |
| Potência da fonte | 700W |
| Frequência de comutação | 45kHz |
| Tensão máxima aplicada ao tubo | 50kV |
| Tensão de máxima potência do tubo | 18kV |
| Corrente de máxima potência do tubo | 23mA |

A fonte pode operar com tensão alternada de entrada 110/220V, e consequentemente o primeiro estágio de potência deve ser projetado prevendo tais situações. Para a tensão de 110V, os capacitores de entrada funcionarão como dobradores de tensão. No caso da fonte operar com tensão da rede em 220V, os

capacitores apresentam o ponto médio fornecendo a tensão de entrada para o conversor meia ponte.

O retificador de entrada da fonte e os capacitores são projetados segundo os requisitos fornecidos na Tabela 6-1 e a referência [26], os quais permitem um adequado dimensionamento para este estágio da fonte. Sabendo que a ondulação da tensão alternada é de 20% e considerando o caso de operação com tensão mínima da rede para a potência especificada, chega-se aos valores calculados para a ponte retificadora e os capacitores de entrada apresentados, respectivamente, na Tabela 6-2 e Tabela 6-3.

Tabela 6-2 – Dimensionamento dos diodos de entrada do conversor.

| Grandeza | Valor Nominal |
|-----------------------|---------------|
| Tensão reversa máxima | 340V |
| Corrente de pico | 28.5A |
| Corrente média | 2.8A |
| Corrente eficaz | 8.9A |

De acordo com os valores nominais apresentados na Tabela 6-2 sugere-se a utilização da ponte de diodos *MPIL60*, fabricada pela *EDI*.

Tabela 6-3 – Dimensionamento do capacitor de entrada.

| Grandeza | Valor Nominal |
|--------------------------|---------------|
| Tensão máxima | 170V |
| Capacitância equivalente | 500 μ F |

Com base nos dados apresentados na Tabela 6-3 sugere-se utilizar a associação série de dois capacitores eletrolíticos de 1000 μ F / 200V modelo *B43303E0108M000*, fabricado pela *EPCOS*.

6.3 Metodologia de Projeto do Indutor e Capacitor Ressonante

Os principais elementos que constituem o circuito de potência e que determinam a frequência de ressonância junto aos parâmetros obtidos pela associação dos transformadores, são o indutor L_r e o capacitor C_r . Como comprovado no quinto capítulo, a indutância de dispersão e a capacitância parasita dos transformadores se somaram respectivamente com L_r e C_r , determinando assim a frequência de ressonância do conversor.

Portanto, com os parâmetros do transformador já determinados apresenta-se neste tópico uma metodologia de projeto para a especificação do indutor ressonante

externo L_r e o capacitor conectado ao primário dos transformadores C_r . Toma-se como passo inicial do dimensionamento destes elementos as características de saída do conversor e a característica de tensão e corrente do raio *laser* $PLX - 100$. Os principais requisitos de carga fornecidos pelo fabricante podem ser observados na Tabela 6-4.

Tabela 6-4 – Potência típica do feixe luminoso para o modelo $PLX - 100$.

| Corrente (mA) | Potência do Feixe Luminoso(W) |
|---------------|-------------------------------|
| 8 | 56 |
| 12 | 73 |
| 16 | 85 |
| 20 | 95 |
| 23 | 100 |

Outro dado importante a se considerar é a faixa de operação do tubo de descarga, uma vez que a tensão pode variar entre $15kV$ e $24kV$ e a tensão para excitação do composto ativo é de $50kV$. Além disso, tem-se que a máxima potência do feixe ($100W$) é determinada para uma tensão de $18kV$ e uma corrente de $23mA$. Estes dados são suficientes para a determinação da parametrização da característica elétrica do raio *laser* junto à característica de saída do conversor. A curva característica do *laser* (tensão-corrente) foi aproximada por duas retas como apresentado no terceiro capítulo, sendo que a primeira reta contempla a região de resistência positiva e a segunda representa a região de resistência negativa.

A característica do conversor deverá contemplar ambas as regiões de operação do tubo de descarga, de forma a permitir um pleno controle da potência fornecida ao *laser* e o funcionamento adequado da estrutura. Como a relação de transformação entre o secundário e o primário de cada transformador é de 10, conclui-se que para a máxima tensão de saída ($50kV$), a tensão aproximada no primário é de $500V$, resultando em uma relação de ganho de tensão de aproximadamente 3,2. A característica de saída escolhida para o projeto da fonte é a que apresenta a relação entre as frequências (μ_o) de 0,8. A escolha da relação de frequência ($\mu_o = 0,8$) justifica-se por esta apresentar uma boa faixa de variação de carga e atender toda a característica elétrica do *laser*. Em função destas observações apresenta-se a seguir o dimensionamento de L_r e C_r , tendo como especificação os dados da Tabela 6-5.

Tabela 6-5 - Especificações para o projeto do indutor e capacitor.

| | |
|------------------------------------|-------|
| Tensão de entrada do conversor | 155V |
| Tensão de excitação | 50kV |
| Tensão para potência máxima | 18kV |
| Corrente para potência máxima | 23mA |
| Potência fornecida ao <i>laser</i> | 415W |
| Frequência de comutação | 45kHz |
| Relação de frequência | 0,8 |

Com a frequência de comutação e a relação $\mu_o = 0,8$, encontra-se a frequência de ressonância definida por (6.1). Define-se em (6.2) o ganho de tensão para o ponto determinante da máxima potência entregue ao tubo de descarga. Onde V'_o é a tensão refletida para ao primário.

$$f_o = 56,25kHz \tag{6.1}$$

$$q = \frac{V'_o}{V_{in}} = 1,16 \tag{6.2}$$

A Fig. 6-2 apresenta o ponto de operação para a máxima potência fornecida ao *laser* e como mostra a figura o ponto determinado para o dimensionamento dos componentes foi escolhido de forma a garantir uma característica intermediária de razão cíclica e que atenda as necessidades do tubo de descarga.

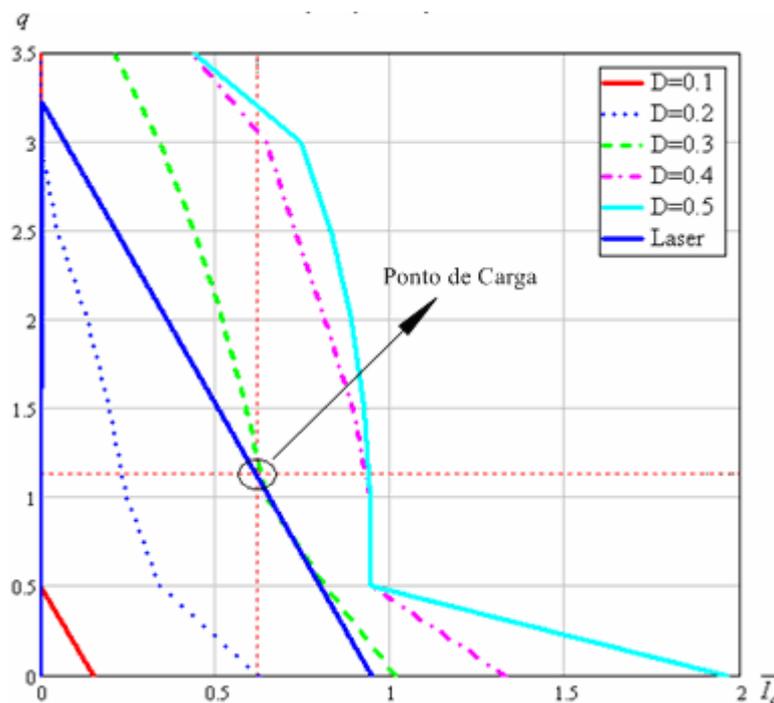


Fig. 6-2 - Característica do conversor e do tubo para $\mu_o = 0,8$.

Da Fig. 6-2 conclui-se que o conversor atende o ponto de excitação do *laser*, além de permitir uma variação de carga tendo como parâmetros de variação o ganho e a razão cíclica do conversor.

Sabe-se que,

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{rt} \cdot C_{rt}}} \quad (6.3)$$

E,

$$\bar{I}_o = \frac{I_o \cdot z}{V_{in}} \quad (6.4)$$

Com a expressão (6.4), chega-se com auxílio do ponto de operação da Fig. 6-2, a seguinte relação.

$$z = \sqrt{\frac{L_{rt}}{C_{rt}}} = \frac{V_{in} \cdot \bar{I}_o}{I_o} \quad (6.5)$$

Resolvendo as equações (6.3) e (6.5), obtêm-se os valores para o indutor e o capacitor que determinam a frequência de ressonância da estrutura. A partir destes valores pode-se, junto aos parâmetros dos transformadores, especificar o valor da indutância L_r e da capacitância C_r necessárias para obter a frequência de ressonância especificada. Os valores para tais elementos estão apresentados em (6.6) e refletem a totalização da indutância e da capacitância do conversor.

$$\begin{aligned} L_{rt} &= 100 \mu H \\ C_{rt} &= 80,14 nF \end{aligned} \quad (6.6)$$

Sabe-se que a indutância total do circuito é a soma da indutância de dispersão do transformador e do indutor externo, logo, como a indutância total é de $100 \mu H$ e a dispersão é de $9,37 \mu H$, conclui-se que a indutância externa a ser projetada é de $90,63 \mu H$. Da mesma forma, esta análise será estendida para o caso do projeto do capacitor que resultará em uma capacitância externa de $66 nF$.

Será considerado de uma forma simplificada na análise da impedância do sistema, demonstrado no capítulo anterior, que a frequência de ressonância é dada pela expressão (6.7), que resulta em uma frequência de $56,25 kHz$. Porém, o valor da

indutância L_r foi aproximado para $90\mu H$, resultando em uma frequência de ressonância de $57,86\mu H$. Observa-se que a relação μ_o adotada no projeto teórico é muito próxima da relação real ($\mu_o = 0,78$).

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_r + L_d) \cdot (C_r + C_t)}} \quad (6.7)$$

6.3.1 Indutor Ressonante

O projeto físico do indutor é executado respeitando a frequência de comutação e a corrente de pico a que este é submetido. Esta corrente pode ser obtida pela inspeção do circuito considerando o caso de operação do conversor para a máxima tensão que o tubo deve operar.

Os parâmetros ajustados na simulação consideram os valores da indutância e capacitância total para o conversor meia ponte operando com máxima razão cíclica e tensão refletida ao primário de $500V$. De acordo com os resultados de simulação, a corrente de pico utilizada em projeto é aproximada para o valor de $20A$, o que possibilita junto aos demais dados obtidos, dimensionar o indutor L_r .

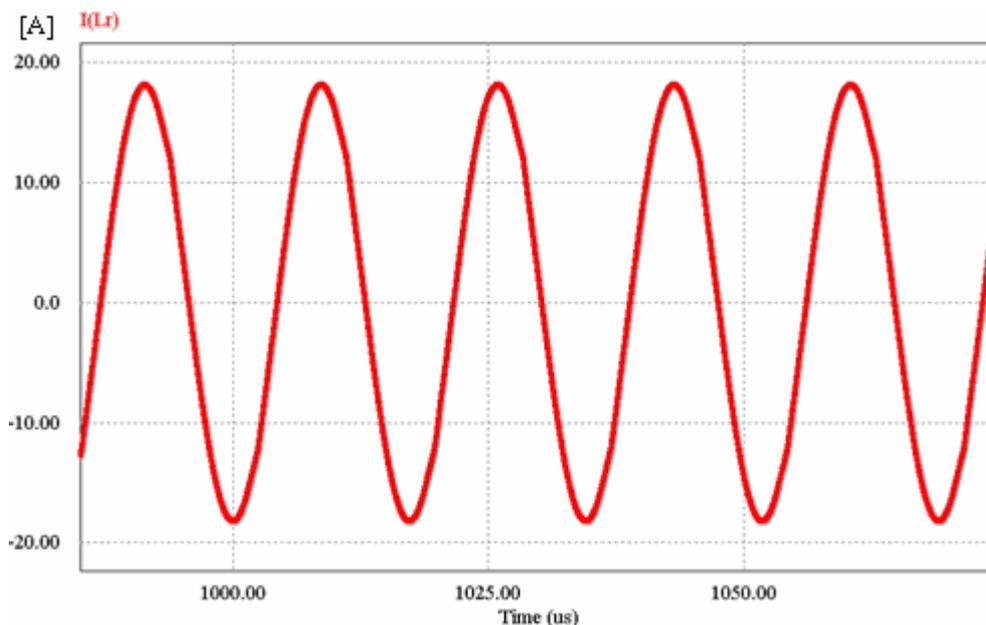


Fig. 6-3 – Corrente do indutor ressonante para a máxima tensão e máxima razão cíclica.

O indutor é dimensionado para a corrente obtida por simulação, o que resulta no núcleo $EE-42/20$, material $IP-12R$ da *Thornton*, implementando condutores do tipo *Litz 37-AWG* com oito fios trançados.

6.3.2 Capacitor Ressonante

O dimensionamento do capacitor ressonante é importante para estabelecer uma relação adequada com o parâmetro anteriormente determinado para a capacitância resultante da associação dos transformadores.

A capacitância equivalente obtida pela associação dos elementos magnéticos de alta tensão e alta frequência é dada por (6.8).

$$C_t = 10,15 nF \quad (6.8)$$

Para aproveitar o capacitor C_t no conversor ressonante paralelo é necessário estabelecer um valor adequado para a capacitância C_r . O valor de tal parâmetro é determinado pela expressão (6.9).

$$C_r = 66 nF \quad (6.9)$$

Conforme os dados da Tabela 6-6, o capacitor ressonante é dimensionado segundo os critérios de capacitância e tensão ao qual o elemento está submetido. Dimensionam-se dois capacitores de polipropileno em paralelo de $33 nF / 630V$ modelo B32634, fabricado pela EPCOS.

Tabela 6-6 – Dimensionamento do capacitor ressonante.

| Grandeza | Valor Nominal |
|---------------|---------------|
| Tensão máxima | 500V |
| Capacitância | 66nF |

Do paralelismo entre a capacitância resultante da associação dos transformadores e do capacitor ressonante denominado por C_r , resulta na expressão definida em (6.10).

$$C_{rt} = C_t + C_r = 76,15 nF \quad (6.10)$$

6.3.3 Interruptores

De acordo com os ábacos dos esforços dos componentes, pode-se dimensionar os interruptores para o conversor meia ponte. Utiliza-se o ábaco apresentado para a relação de frequência $\mu_o = 0,8$ com o ganho de tensão $q = 3,2$, o que reproduz a maior tensão aplicada no tubo de descarga.

Os interruptores escolhidos para o conversor meia-ponte são os *IGBT's*, que apresentam uma característica de baixa resistência em condução e uma ampla faixa de frequência de operação. Para especificar estes elementos de potência novamente considera-se como base os valores de corrente e tensão obtidos por simulação considerando os parâmetros especificados de μ_o e q .

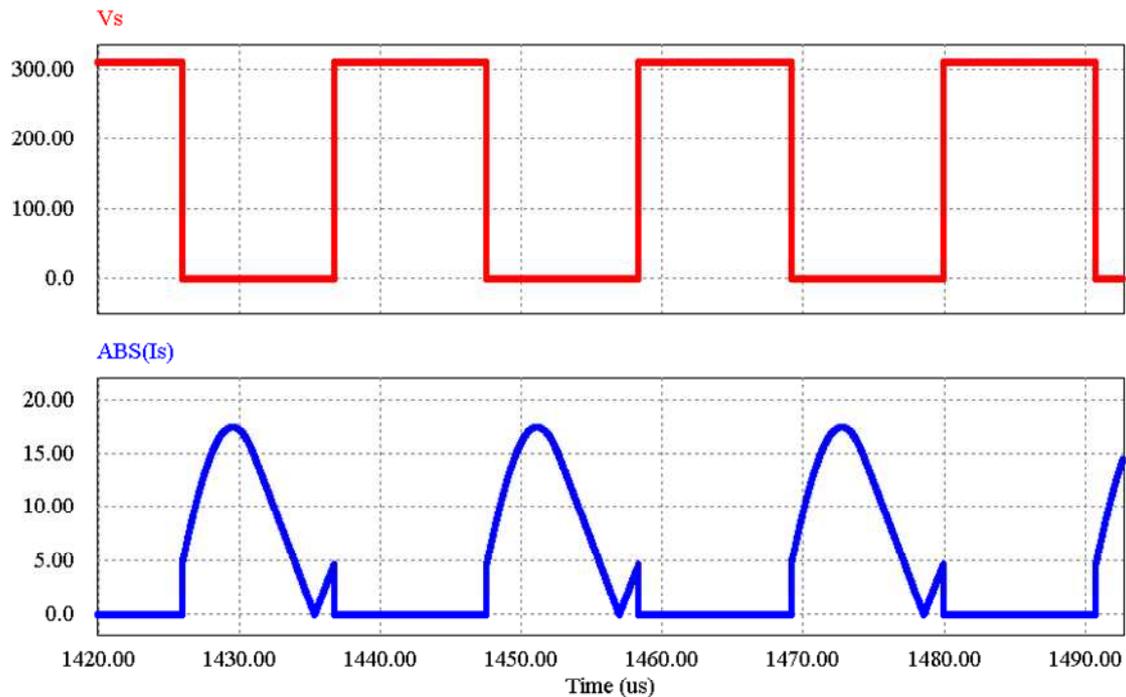


Fig. 6-4 – Tensão e corrente no interruptor para $\mu_o = 0,8$, $q = 3,2$ e $D = 0,5$.

Tabela 6-7 – Dimensionamento dos interruptores.

| Grandeza | Valor Nominal |
|------------------|---------------|
| Tensão máxima | 310V |
| Corrente de pico | 20A |
| Corrente média | 5A |
| Corrente eficaz | 8A |

Com base nos valores apresentados na Tabela 6-7 sugere-se a utilização do interruptor *IGBT* modelo *IRG4PC50KD*, fabricado pela *International Rectifier*.

6.3.4 Capacitor de Bloqueio da Componente Contínua do Transformador

A fonte de raio *laser* prevê a utilização de um capacitor de bloqueio da corrente contínua que eventualmente pode circular através dos transformadores. Esta componente contínua afetaria o funcionamento da estrutura inviabilizando a

energização do *laser*, e isso ocorre fundamentalmente pela saturação dos transformadores de alta tensão e de alta frequência.

A Tabela 6-8 apresenta o valor dos parâmetros da tensão e correntes para o dimensionamento do capacitor de bloqueio do conversor meia-ponte ressonante paralelo.

Tabela 6-8 – Dimensionamento do capacitor de bloqueio da fonte de raio *laser*.

| Grandeza | Valor Nominal |
|------------------|---------------|
| Tensão máxima | 100V |
| Capacitância | 2 μ F |
| Corrente de pico | 20 A |
| Corrente eficaz | 16 A |

Como apresentado no quarto capítulo, o fato de utilizar um capacitor de bloqueio com elevada capacitância não altera de forma significativa a frequência de ressonância da estrutura.

Um dos motivos pelo qual este capacitor não influencia na impedância geral do sistema se deve ao fato da elevada capacitância do capacitor de bloqueio quando comparado com os capacitores ressonante e da capacitância resultante da associação dos transformadores.

Devido ao elevado valor da corrente eficaz que circula por este capacitor dimensionam-se dois capacitores de polipropileno de $1\mu F$ conectados em paralelo. O modelo deste capacitor é *735P105X9200L*, fabricado pela *Vishay Sprague*.

6.4 Resultados

Com a finalidade de validar os estudos efetuados até o presente momento, apresentam-se neste tópico os resultados obtidos por meio de simulações numéricas e algumas considerações.

Os itens descritos a seguir demonstram os resultados para diferentes combinações do conversor. Primeiramente apresentam-se apenas os dados de simulação e experimentais para o conversor operando sem carga, ou seja, uma estrutura ressonante. Em um segundo momento, conecta-se em paralelo ao capacitor ressonante os blocos de alta tensão com carga resistiva. Cabe mencionar, que os resultados são obtidos em malha fechada e com o conversor operando com quatro blocos de alta tensão, em vez dos cinco anteriormente definidos.

A utilização de quatro blocos de alta tensão se deve ao fato de que os testes práticos foram realizados somente para carga resistiva ($1M\Omega$), assim a corrente de carga é menor quando comparada a associação dos cinco blocos.

A última etapa do item 6.4 fica definida pela apresentação dos resultados de simulação com o modelo do *laser* implementado no PSIM. Entretanto não foi possível obter os dados experimentais, uma vez que não houve a disponibilidade do tubo de descarga no momento dos ensaios realizados.

6.4.1 Circuito Ressonante

Com os dados fornecidos nos itens anteriores e através de simuladores computacionais é possível obter as principais formas de onda para o conversor ressonante paralelo. O conversor opera em malha aberta sendo imposto ao sistema a máxima razão cíclica de operação.

A Fig. 6-5 representa o transitório da tensão sobre os capacitores de entrada do circuito meia-ponte e como se pode observar a tensão estabiliza próximo dos 155V no tempo de 5ms.

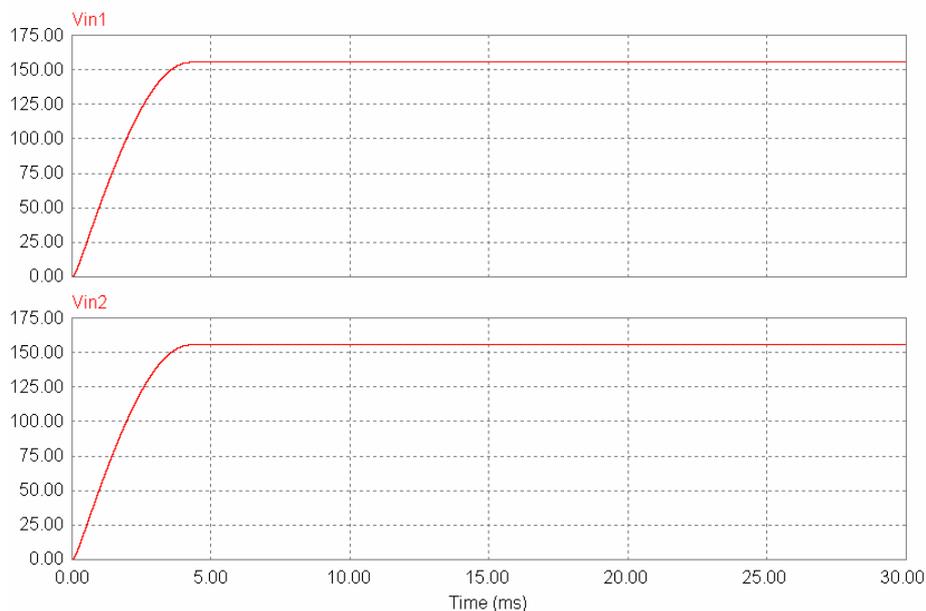


Fig. 6-5 – Tensões nos capacitores de entrada.

A operação do conversor meia-ponte ressonante operando com razão cíclica máxima são definidas em quatro etapas. A primeira etapa é determinada pela condução do diodo D_1 , enquanto a segunda etapa ocorre no momento em que a corrente inverte o sentido de fluxo, passando a circular pelo interruptor S_1 . O término da segunda etapa

condiz com o meio período de comutação, sendo a terceira e quarta etapa definidas pela condução do diodo D_2 e o interruptor S_2 , respectivamente.

A Fig. 6-6 mostra as formas de onda de tensão no capacitor ressonante e a corrente no indutor ressonante para o conversor operando em malha aberta com razão cíclica máxima. Verifica-se através da figura, que como não há carga o circuito é puramente de segunda ordem, com a corrente e a tensão sobre os elementos armazenadores de energia evoluindo de forma ressonante em um período completo de comutação. Para comprovar os resultados práticos, apresentam-se na Fig. 6-7 as respectivas formas de onda para o capacitor e o indutor ressonante.

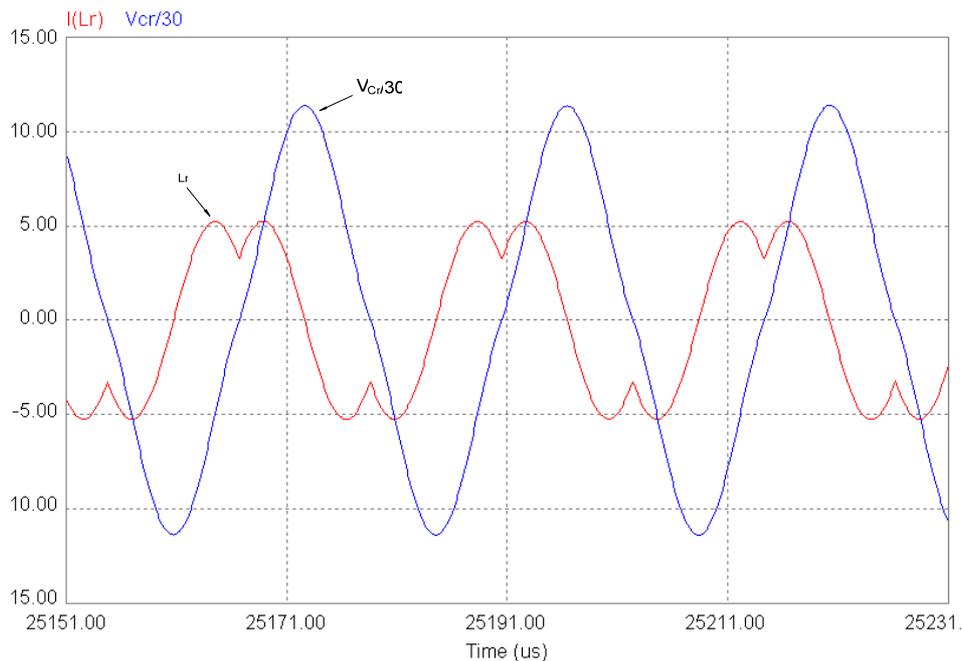


Fig. 6-6 – Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante.

Conforme observado, os resultados condizem com as formas de onda simuladas. O detalhe da tensão no capacitor e a corrente no indutor ressonante estão apresentados na Fig. 6-8.

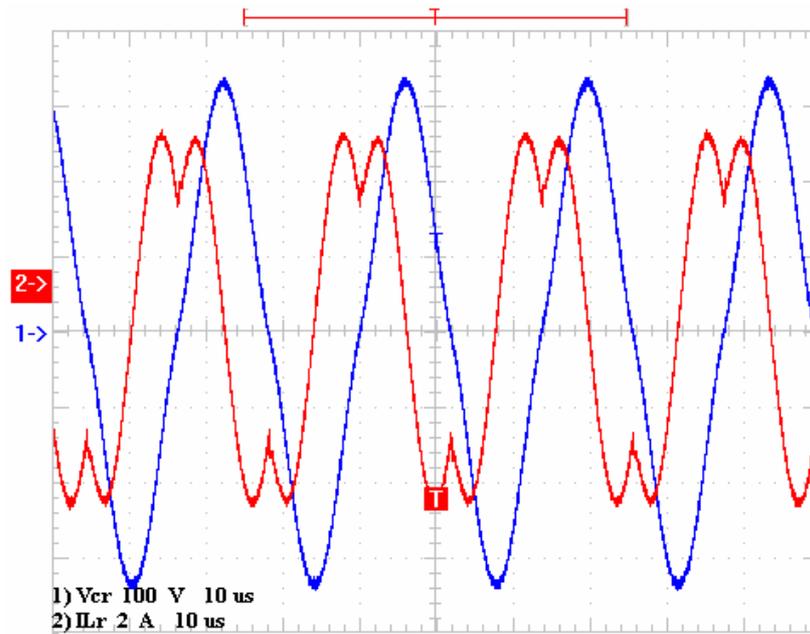


Fig. 6-7 - Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante obtidos experimentalmente.

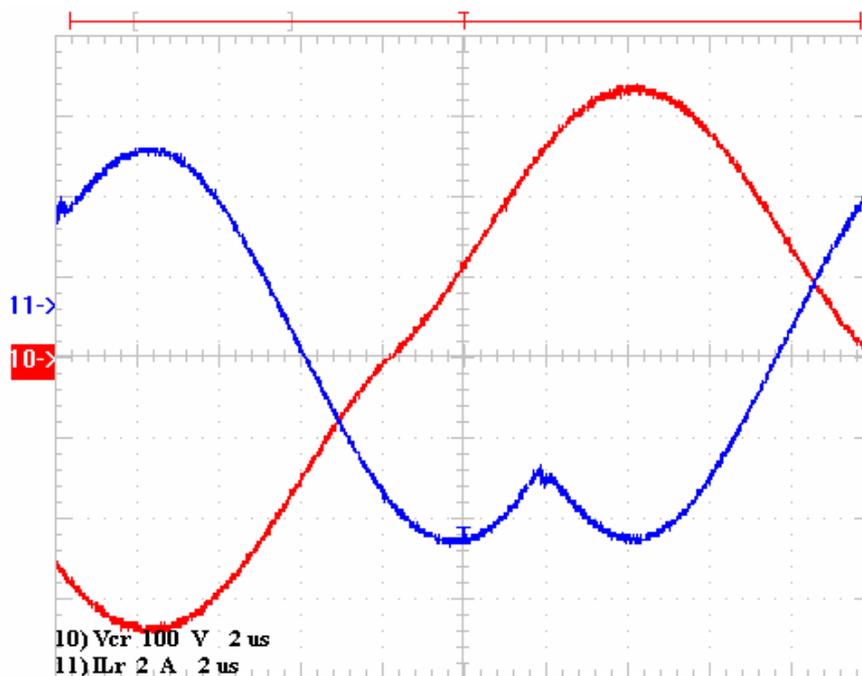


Fig. 6-8 – Detalhe da tensão no capacitor e da corrente no indutor ressonante obtidos experimentalmente.

Para verificar como se comporta a dissipação nos interruptores a Fig. 6-9 representa a tensão e a corrente sobre uma das chaves. Observa-se que a entrada em condução do interruptor é dissipativa, uma vez neste instante há corrente.

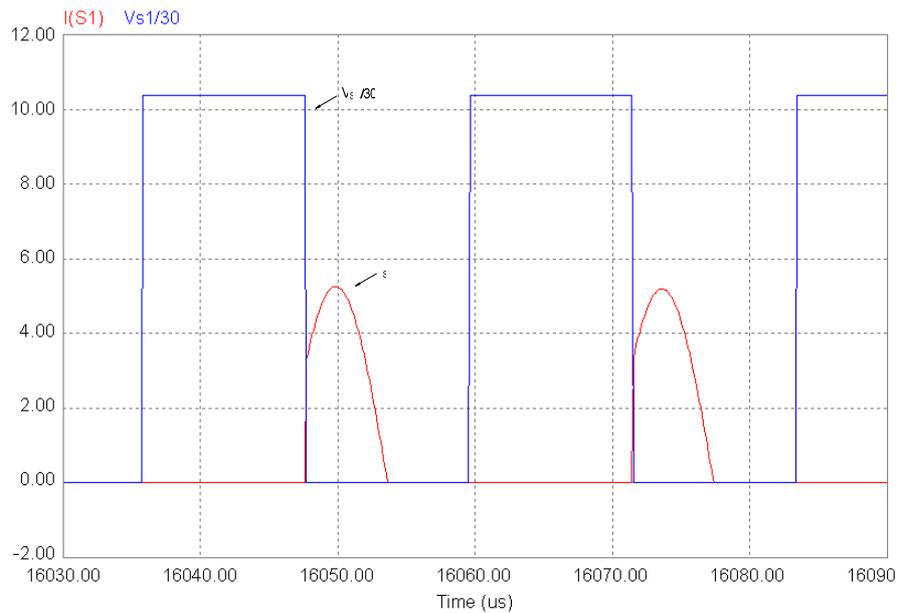


Fig. 6-9 – Tensão e corrente no interruptor.

Os pulsos de comando simulados e experimentais para o conversor meia-ponte ressonante estão apresentados, respectivamente, na Fig. 6-10 e Fig. 6-11.

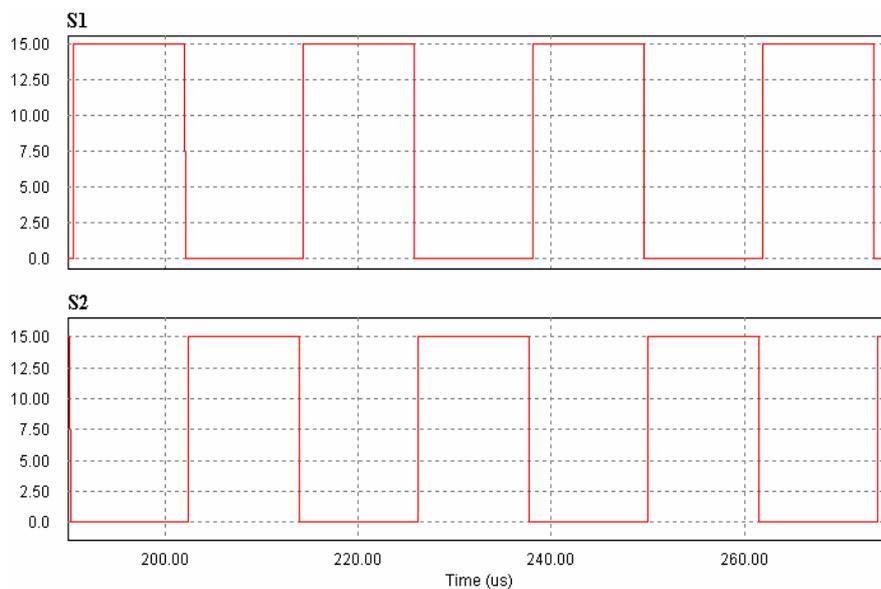


Fig. 6-10 – Pulsos de comando nos interruptores.

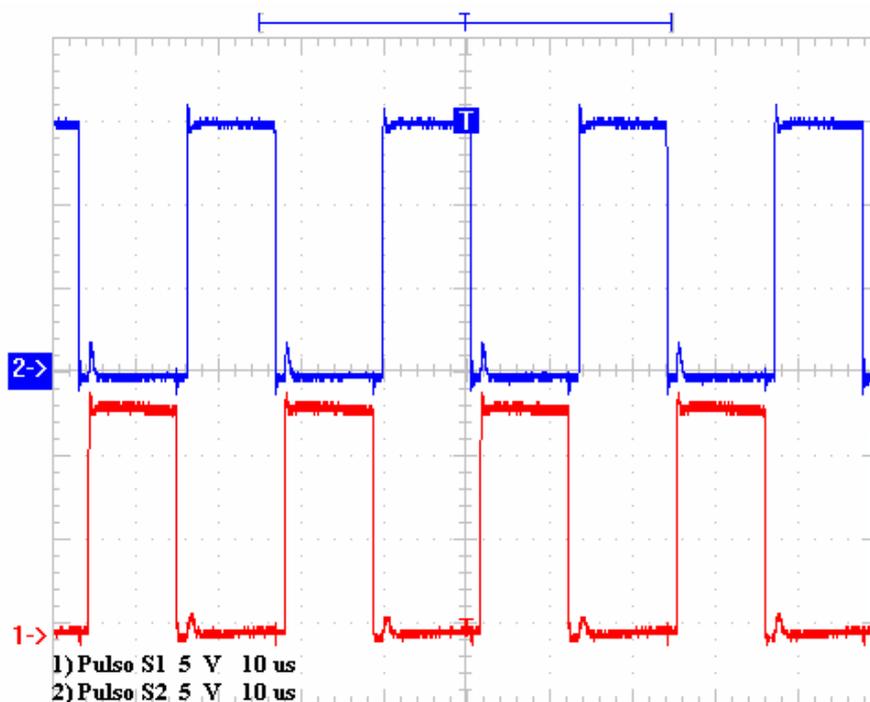


Fig. 6-11 – Pulsos de comando obtidos experimentalmente com o conversor operando em malha aberta.

6.4.2 Resultados em Malha Fechada com Carga Resistiva

Os principais testes realizados para validar o funcionamento da fonte de raio *laser* foram realizados com carga resistiva com valor fixado em $1M\Omega$ e utilizando quatro blocos de alta tensão. Portanto, a máxima tensão desprezando as não idealidades do conversor e a perfeita relação entre espiras dos transformadores, é de $40kV$ e com uma corrente de carga de aproximadamente $40mA$.

Outro fator importante diz respeito a relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância. Como observado nas características de saída apresentadas no quarto capítulo, esta relação e a variação da razão cíclica determinam as características de funcionamento do conversor.

As formas de onda que estão apresentadas a seguir referem-se à simulação do conversor com os parâmetros obtidos considerando apenas quatro blocos de alta tensão. Logo, parâmetros como, indutância de dispersão, indutância de magnetização e capacitância equivalente são relevantes para que a simulação possibilite apresentar características próximas das encontradas experimentalmente. Além dos parâmetros dos transformadores, outras características de não idealidades como as resistências dos

interruptores e dos diodos utilizados nos multiplicadores de tensão são acrescentados ao circuito de simulação.

Este item do sexto capítulo trata apenas do conversor ressonante paralelo modulado por largura de pulso, utilizando frequência de ressonância acima da frequência de comutação e com o circuito operando com carga resistiva. As formas de onda experimentais podem ser mensuradas na entrada do conversor, fonte auxiliar, indutor e capacitor ressonante.

A Fig. 6-12 apresenta o circuito de controle do conversor. A estrutura será explicada em detalhes no apêndice A. Resumidamente há um controle de tensão e um de corrente de carga que funcionam isoladamente um do outro, os diodos D_v e D_i são responsáveis por tal lógica. No momento em que os dois controladores encontrarem-se saturados haverá a imposição de um sinal de tensão, que atuará diretamente no pino 2 do UC3525.

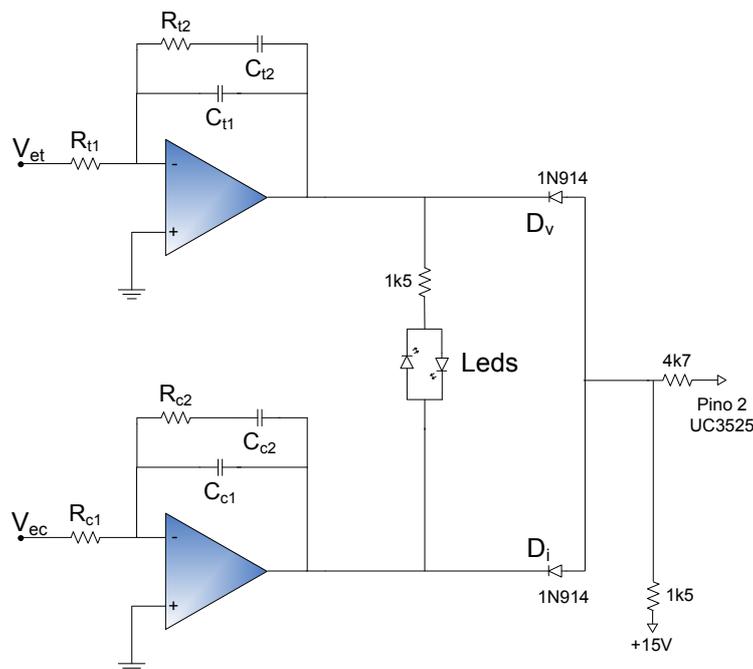


Fig. 6-12 – Controle do conversor meia ponte ressonante paralelo.

6.4.2.1 Simulação

O simulador utilizado para verificar o funcionamento do conversor é PSpice com a frequência de comutação ajustada em $40kHz$, sendo que a frequência de ressonância utilizando quatro transformadores é de aproximadamente $59kHz$. São aplicados degraus de referência na malha de corrente de forma a permitir à estabilização e verificar a dinâmica do conversor. As correntes de saída variam de $25mA$, $10mA$ e

5 mA, e podem ser observadas na Fig. 6-13 juntamente com a variação da tensão de saída.

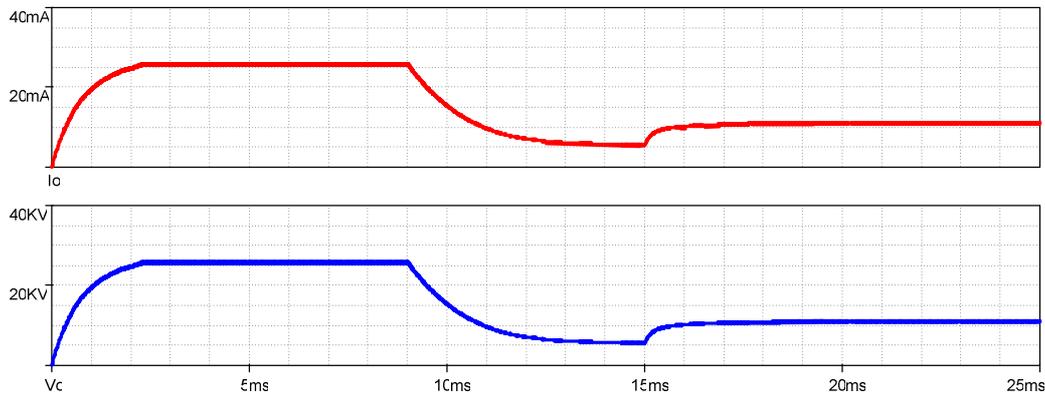


Fig. 6-13 – Variação da corrente e da tensão para carga resistiva.

Na Fig. 6-13 observa-se que como a relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância, definidos por μ_o , não permite que a tensão no capacitor ressonante alcance o máximo valor, assim, a tensão máxima observada é de aproximadamente 25 kV.

As formas de ondas das Fig. 6-14, Fig. 6-15 e Fig. 6-16 apresentam a tensão e a corrente no capacitor e indutor ressonante, considerando a variação de corrente imposta pelas referências da malha. Como mencionado anteriormente, a corrente de carga pode variar entre 25 mA, 10 mA e 5 mA.

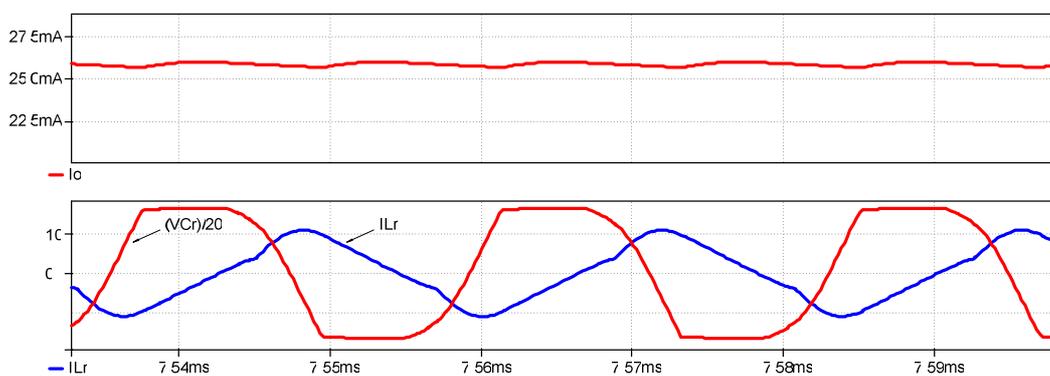


Fig. 6-14 - Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de 25 mA .

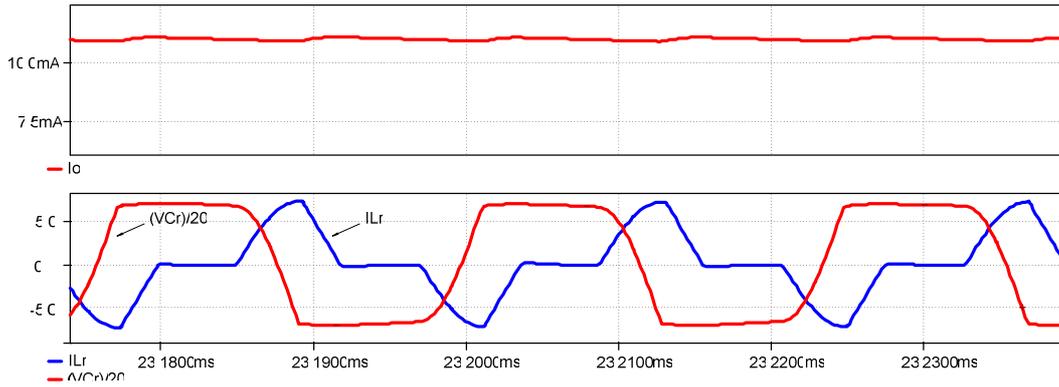


Fig. 6-15 - Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de 10mA.

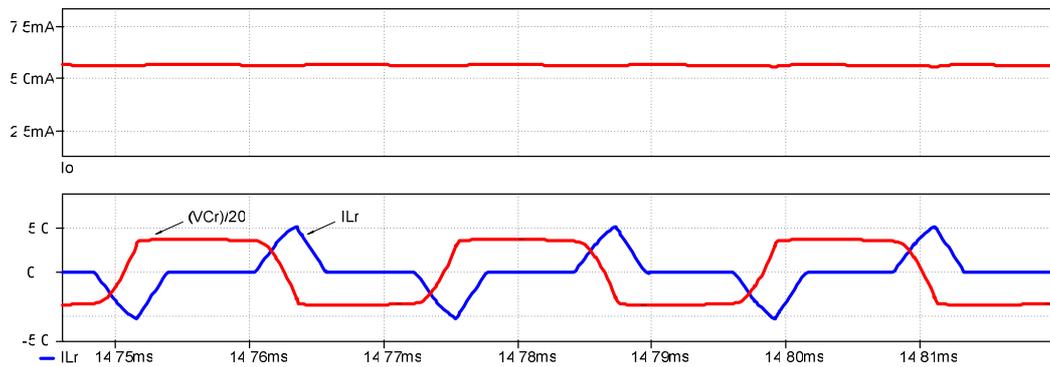


Fig. 6-16 - Tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante para corrente de carga de 5mA.

A Fig. 6-17, Fig. 6-18 e a Fig. 6-19 mostram a tensão de saída e a tensão aplicada entre o ponto comum dos interruptores e a malha de terra definida na estrutura como V_{ab} .

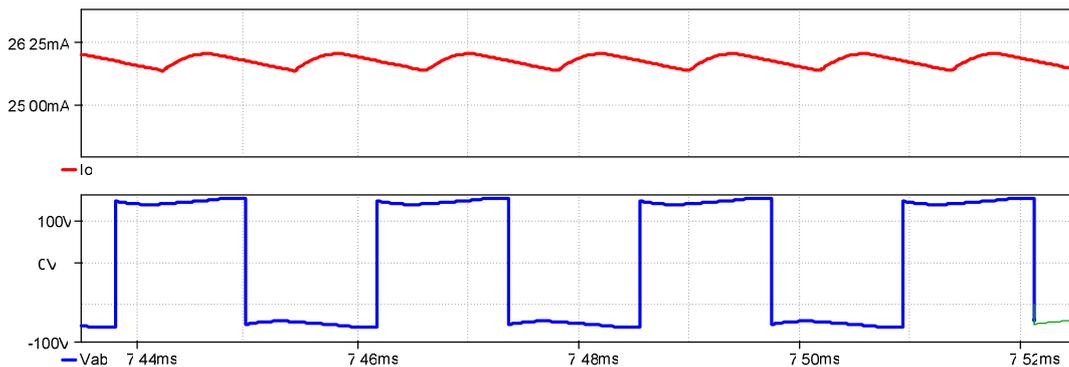


Fig. 6-17 - Tensão V_{ab} para corrente de carga de 25mA.

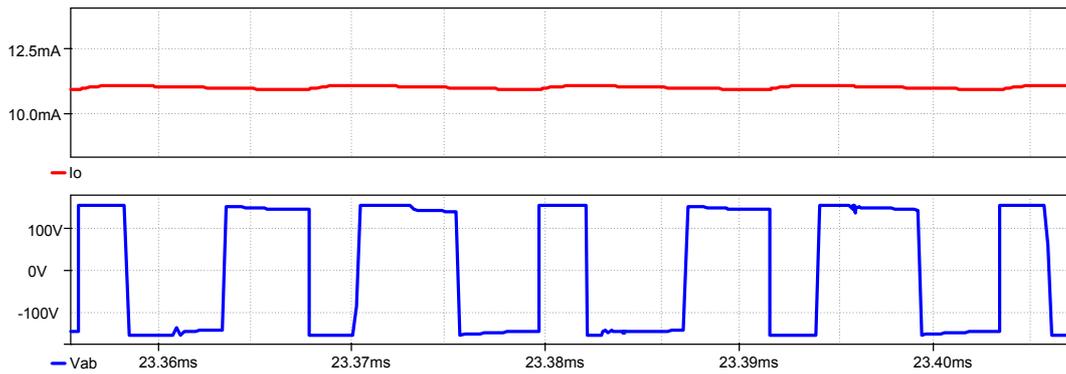


Fig. 6-18 - Tensão V_{ab} para corrente de carga de 10 mA.

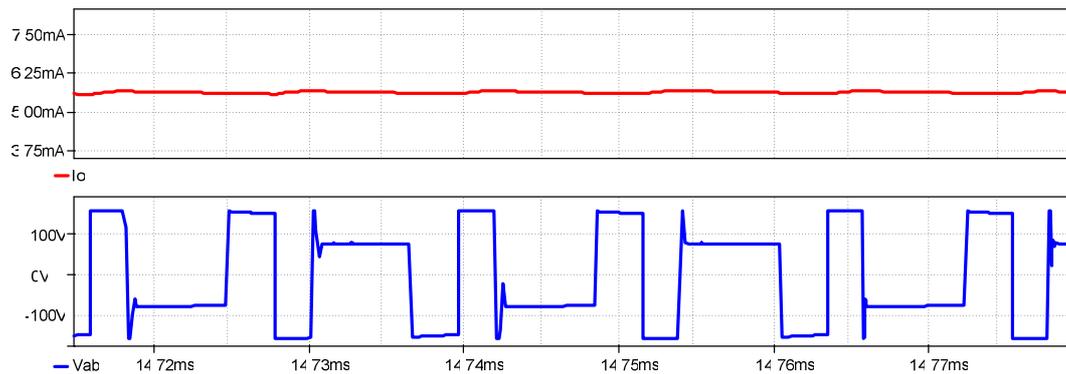


Fig. 6-19 – Tensão V_{ab} para corrente de carga de 5 mA.

As formas de onda apresentadas na Fig. 6-20, Fig. 6-21 e Fig. 6-22 mostram a variação da razão cíclica considerando as correntes de carga aplicadas na carga. Observa-se que a diminuição na referência de corrente impõe um decréscimo na razão cíclica que, por sua vez, reflete esta redução na corrente de carga.

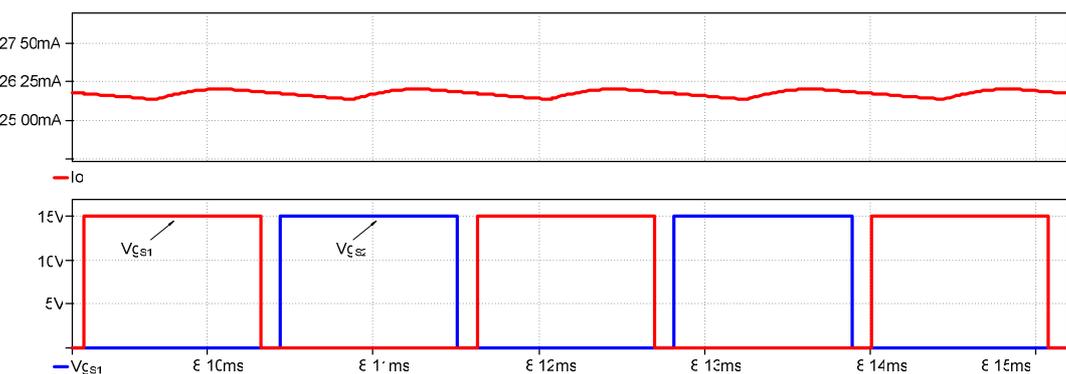


Fig. 6-20 - Razão cíclica para corrente de carga de 25 mA .

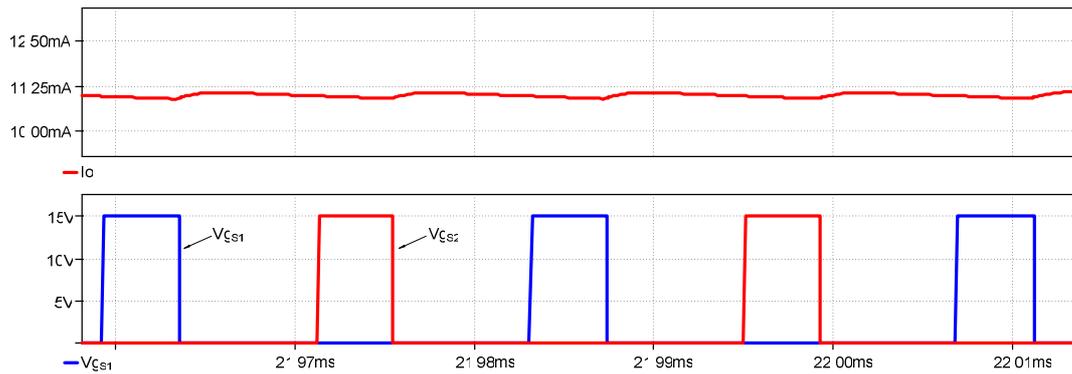


Fig. 6-21 - Razão cíclica para corrente de carga de 10mA .

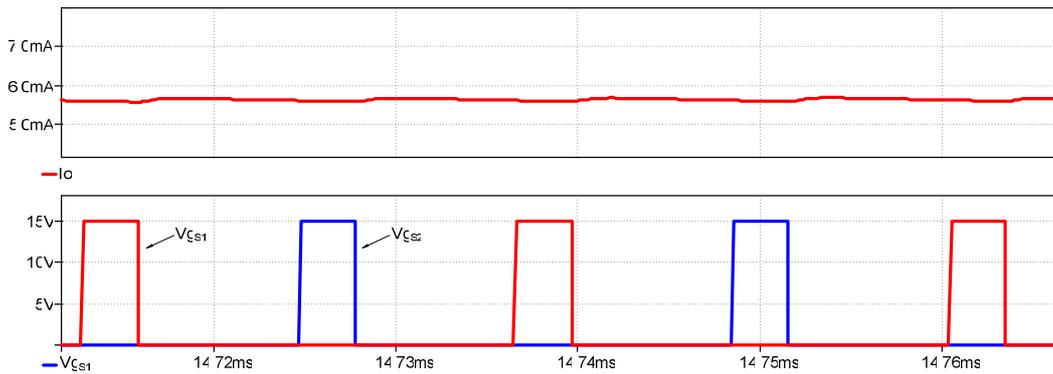


Fig. 6-22 – Razão cíclica para corrente de carga de 5mA .

Os sinais de controle das malhas de tensão e corrente estão apresentados na Fig. 6-23. No primeiro momento, a malha de tensão atua no sistema porque o diodo D_v , apresentado na Fig. 6-12, encontra-se polarizado. No instante em que se aplica um degrau de referência na malha de corrente o erro aplicado no controlador faz com o diodo D_i passe a conduzir fazendo com que a malha de corrente predomine na estrutura.

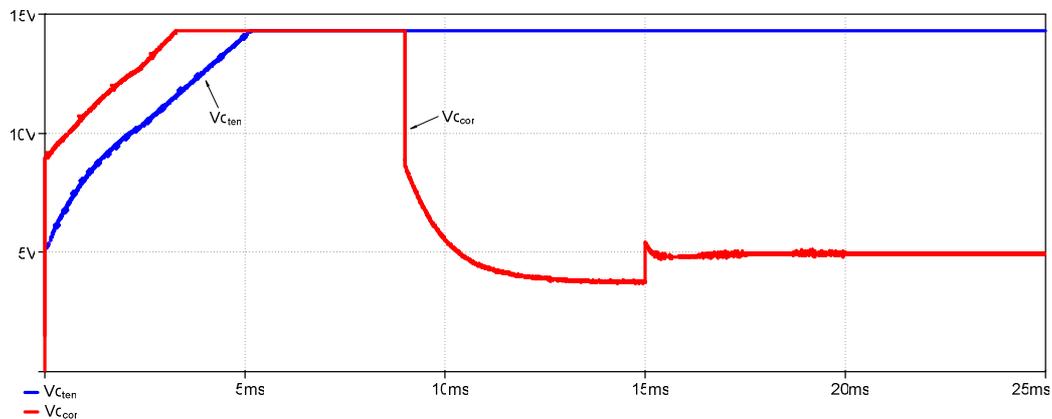


Fig. 6-23 – Tensões dos controladores de tensão e corrente.

A Fig. 6-24 apresenta o transitório para a corrente no indutor ressonante e a tensão no capacitor considerando as variações na referência de corrente.

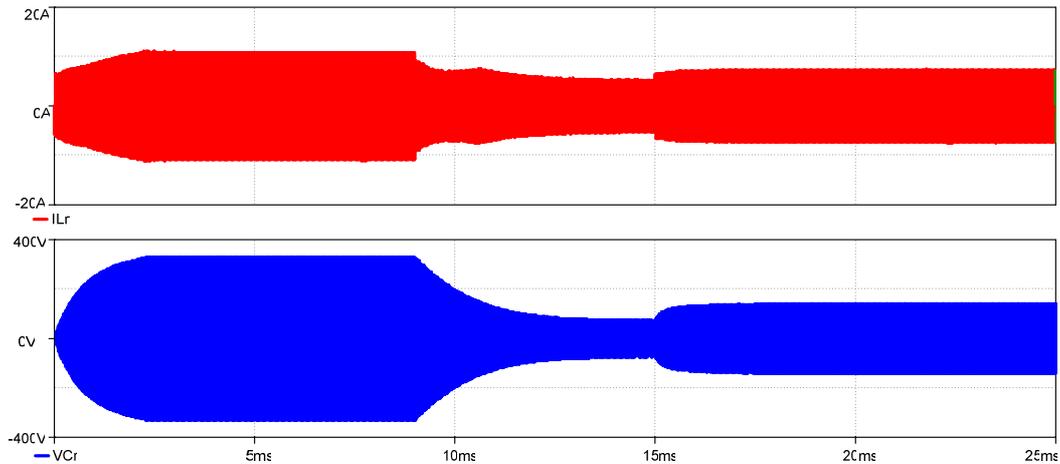


Fig. 6-24 – Transitório da corrente no indutor e da tensão no capacitor ressonante.

6.4.2.2 Experimental

As formas de onda apresentadas a seguir referem-se ao conversor operando em malha fechada com carga resistiva e com apenas quatro blocos de alta tensão. A Fig. 6-25 mostra a tensão e a corrente na entrada da fonte de raio *laser*. Estas formas de onda são obtidas experimentalmente quando o conversor opera com a máxima razão cíclica.

A tensão no capacitor ressonante e a corrente do indutor estão representadas na Fig. 6-26, sendo esta obtida para uma corrente de saída de 5mA , o que corresponde a uma tensão de saída de aproximadamente 6kV .

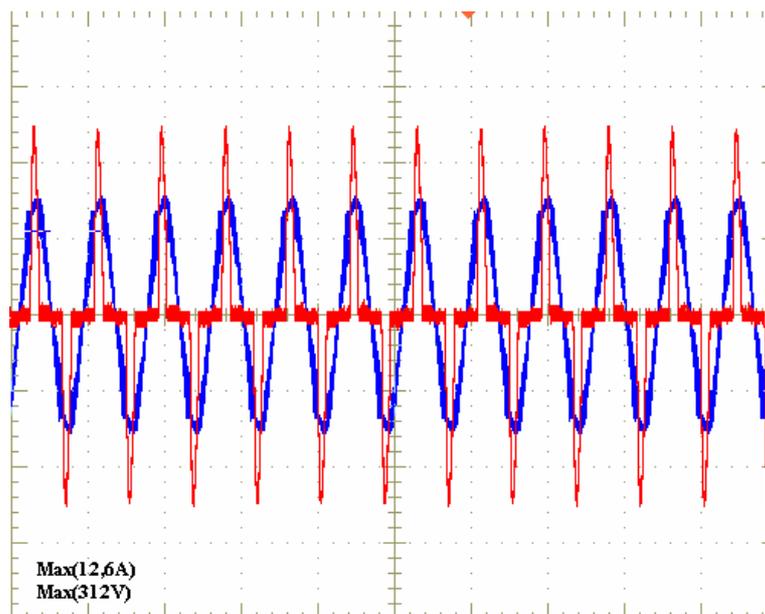


Fig. 6-25 – Tensão e corrente de entrada para máxima razão cíclica.

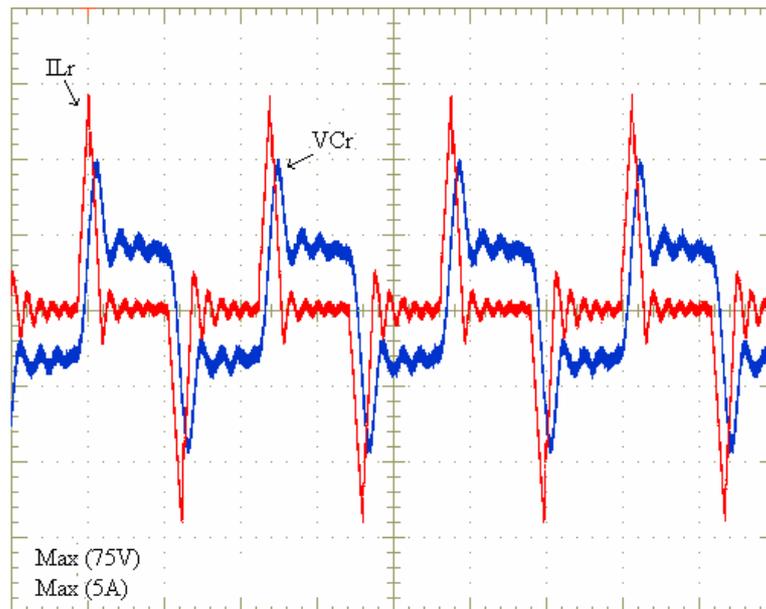


Fig. 6-26 Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 5mA .

Na Fig. 6-27 estão as formas de onda para uma corrente de saída de 10mA , enquanto que a Fig. 6-28 corresponde a uma corrente média de saída de 25mA . As oscilações presentes na estrutura são os resultados das não idealidades as quais o conversor está sujeita, tornando-se bastante acentuada quando se trata de um sistema operando em alta frequência e alta tensão.

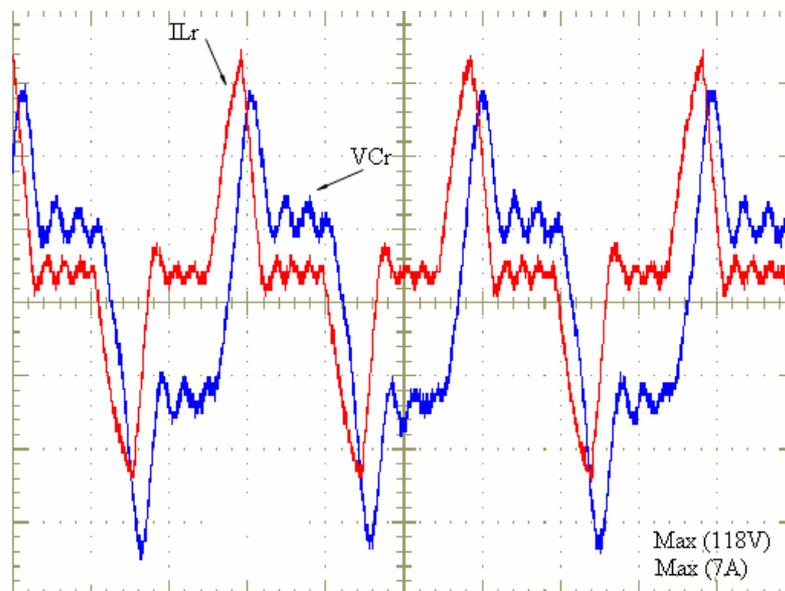


Fig. 6-27 - Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 10mA .

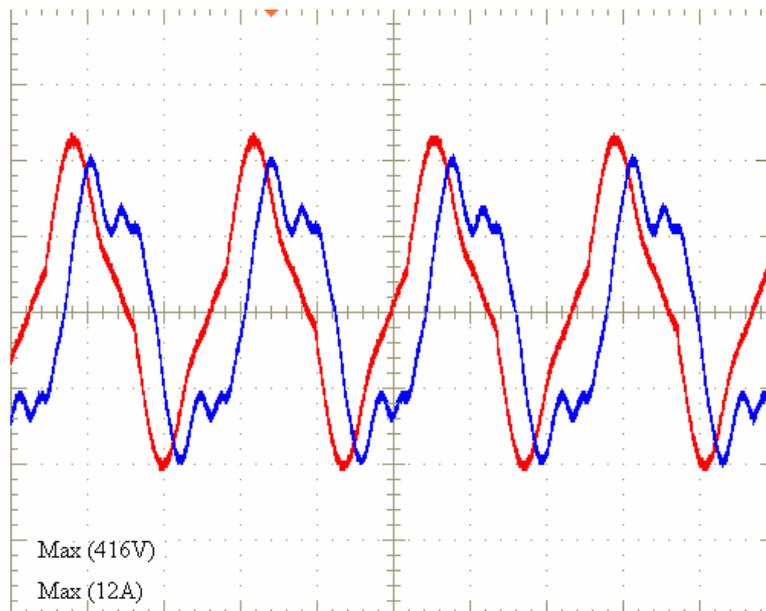


Fig. 6-28 – Tensão e corrente no capacitor e no indutor para corrente de carga de 25 mA .

Observa-se na Fig. 6-29 um detalhe da tensão e da corrente no capacitor e no indutor ressonante para a máxima razão cíclica de operação, enquanto que a Fig. 6-30 representa o transitório para a tensão sobre C_r e a corrente em L_r , considerando que o ponto de estabilização corresponde a máxima razão cíclica.

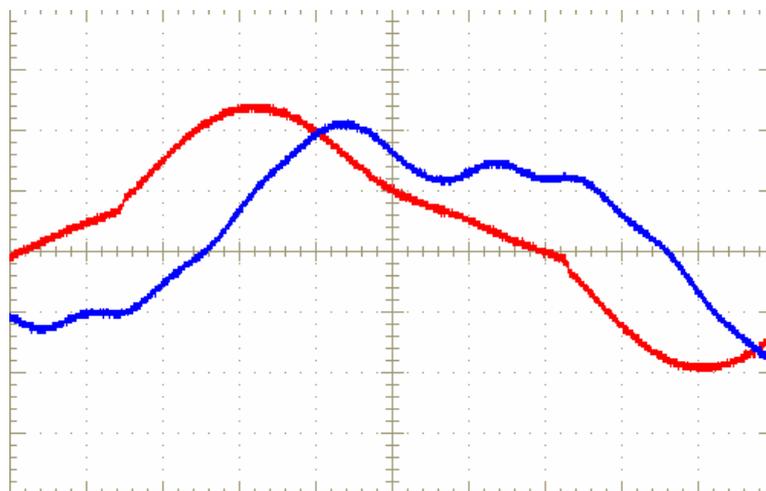


Fig. 6-29 – Detalhe da corrente e da tensão no capacitor e indutor ressonante.

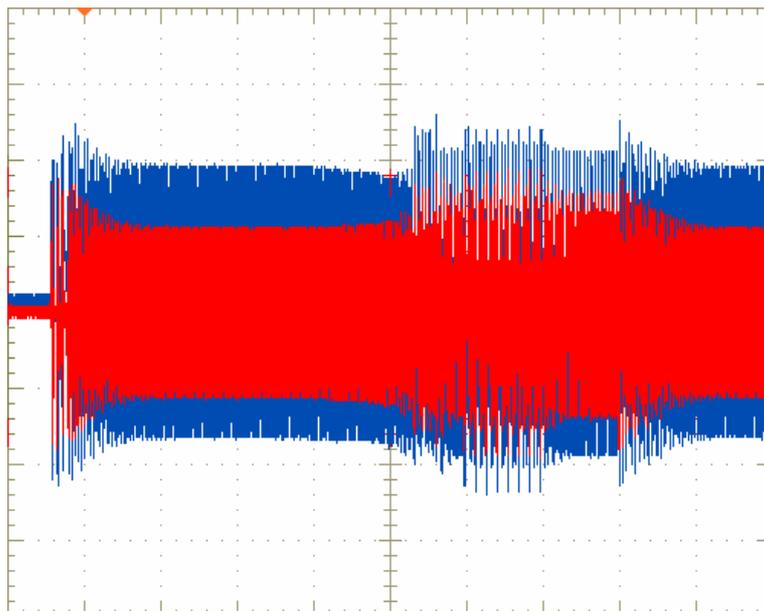


Fig. 6-30 – Transitório para tensão e corrente no capacitor e indutor ressonante.

6.4.3 Simulação em Malha Fechada com o Modelo do *Laser*

Com o objetivo de validar o modelo de carga junto ao circuito de potência e controle apresentam-se neste tópico os principais resultados obtidos. Os testes experimentais com o tubo de raio *laser* não foram efetuados devido a indisponibilidade do tubo, não permitindo assim validar os resultados da dinâmica de controle e regulação de potência da estrutura.

Os resultados de simulação comprovam que através de uma estrutura de controle adequada e com o modelo de carga eficaz previamente modelado é possível obter uma regulação de carga. Para comprovar isto, são apresentadas as formas de onda para o conversor operando com a corrente de 10mA e 20mA , além da excitação do tubo de descarga.

A Fig. 6-31 apresenta a corrente e a tensão de carga desde a excitação do tubo de raio *laser* até a variação da tensão de referência de corrente simulada para 2kHz . O sistema de controle da estrutura atua de forma a limitar a referência de tensão em um valor que, por sua vez, imponha nos terminais de carga do sistema uma tensão de 50kV .

No momento em que esta tensão é alcançada o controle de corrente passa a atuar, uma vez que o controlador de tensão está saturado e conseqüentemente o diodo D_v também está. Ao impor uma referência na malha de corrente que não permita que a

estrutura venha a sofrer excesso de tensão, o diodo D_i passa a atuar no sistema, controlando assim os pulsos nos interruptores.

As referências de corrente são estabelecidas em valores de carga de $20mA$ e de $10mA$. Na Fig. 6-31 observa-se que para um degrau positivo na tensão de referência de corrente, ocorre um decréscimo da corrente na saída do conversor. Ou seja, para um aumento de corrente de carga há uma conseqüente diminuição da tensão aplicada na saída, validando assim a característica de resistência diferencial negativa do tubo de descarga.

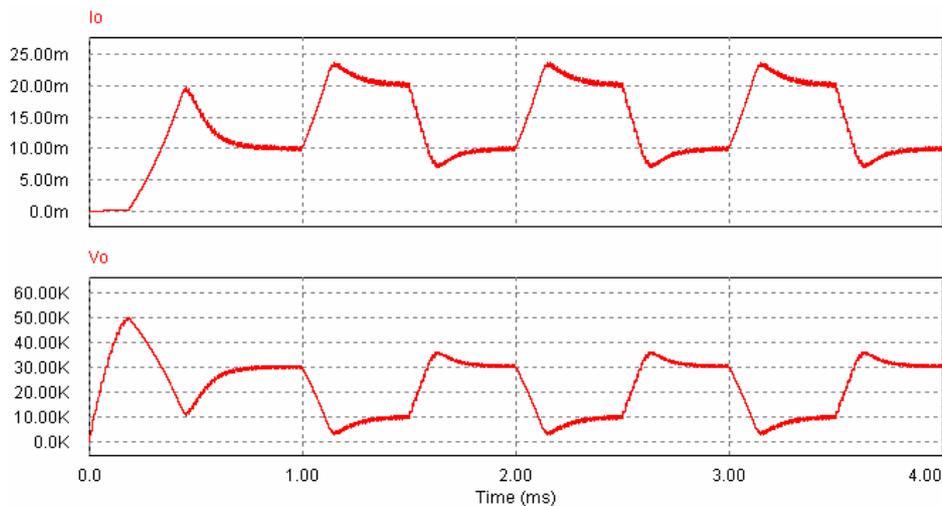


Fig. 6-31 – Tensão e corrente de carga.

A Fig. 6-32 mostra a tensão e a corrente no capacitor e indutor ressonante para uma corrente de carga de $10mA$. Para esta corrente de carga são definidos oito modos de operação em um período completo de comutação.

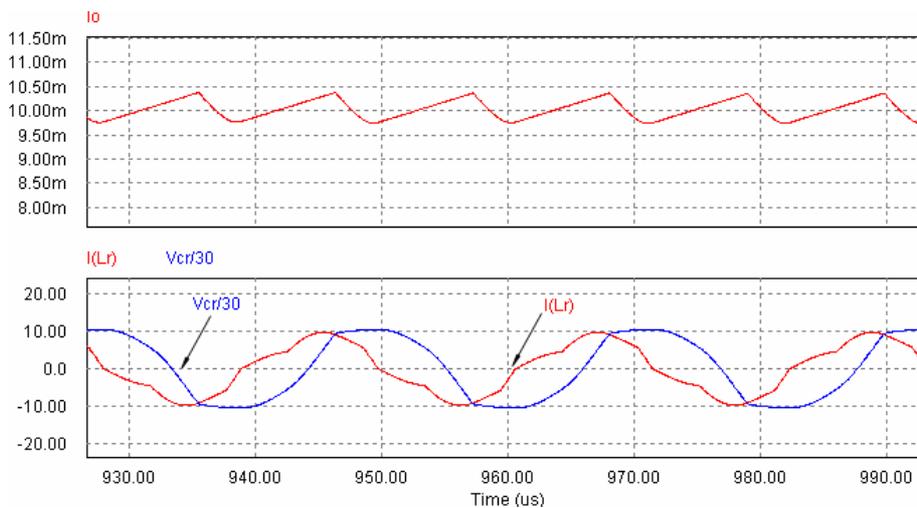


Fig. 6-32 – Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante para $10mA$.

A Fig. 6-33 apresenta, respectivamente, a tensão e a corrente para o capacitor e o indutor ressonante, considerando uma corrente de carga de 20mA .

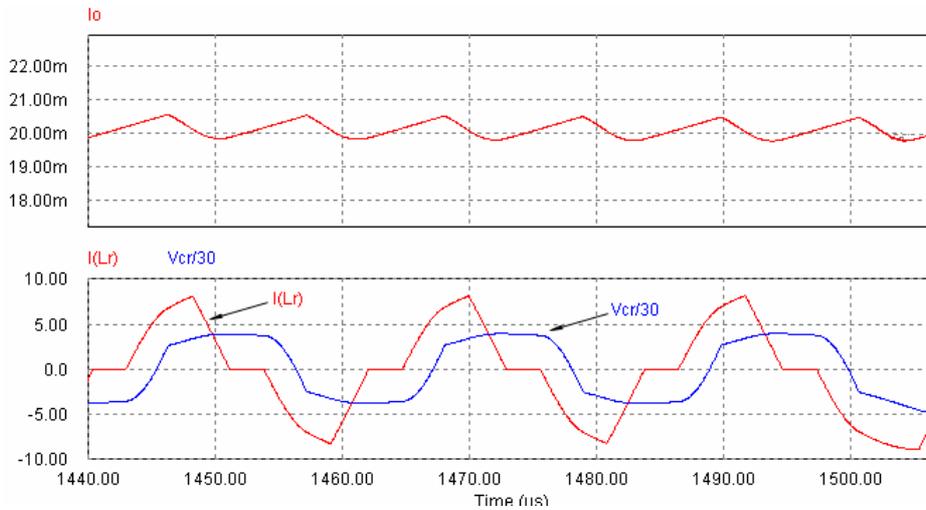


Fig. 6-33 - Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante para 20mA .

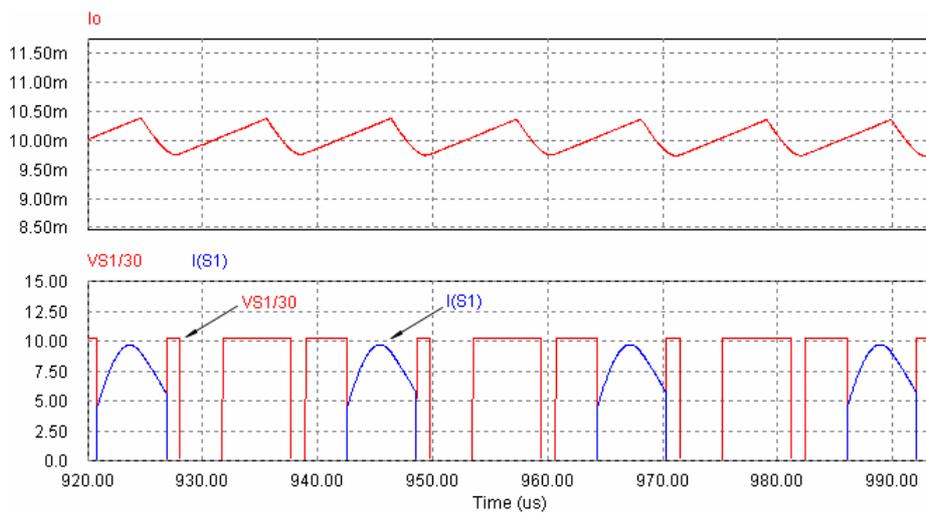


Fig. 6-34 - Tensão e corrente no interruptor para 10mA .

A Fig. 6-34 e a Fig. 6-35 apresentam as formas de onda de tensão e corrente em um dos interruptores do conversor meia-ponte para a variação de corrente de carga de 10mA e 20mA .

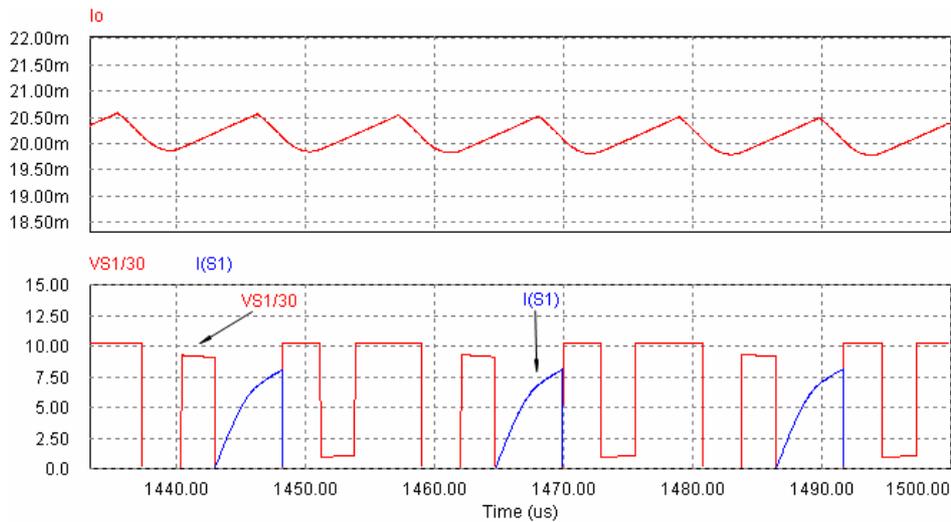


Fig. 6-35 - Tensão e corrente no interruptor para 20 mA .

Na Fig. 6-36 está demonstrada a variação da potência na carga.

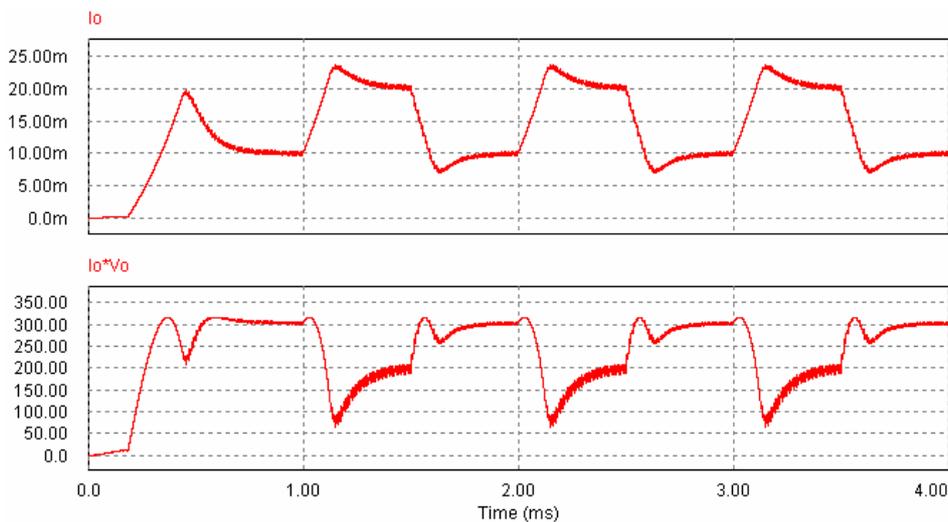


Fig. 6-36 – Variação da corrente e da potência aplicada na carga.

Como definido no quinto capítulo, é necessário que exista um isolamento adequado entre os enrolamentos dos transformadores para que seja evitado qualquer efeito indesejável no sistema de alta tensão. Na figura Fig. 6-37 observa-se claramente que com a presença de cinco transformadores a máxima tensão presente entre os enrolamentos é de 20 kV. Assim, o projeto dos transformadores deve considerar tal fenômeno. Outro ponto evidente é que os transformadores T_{r1} e T_{r5} que estão na extremidade do conversor estão sujeitos as maiores tensões.

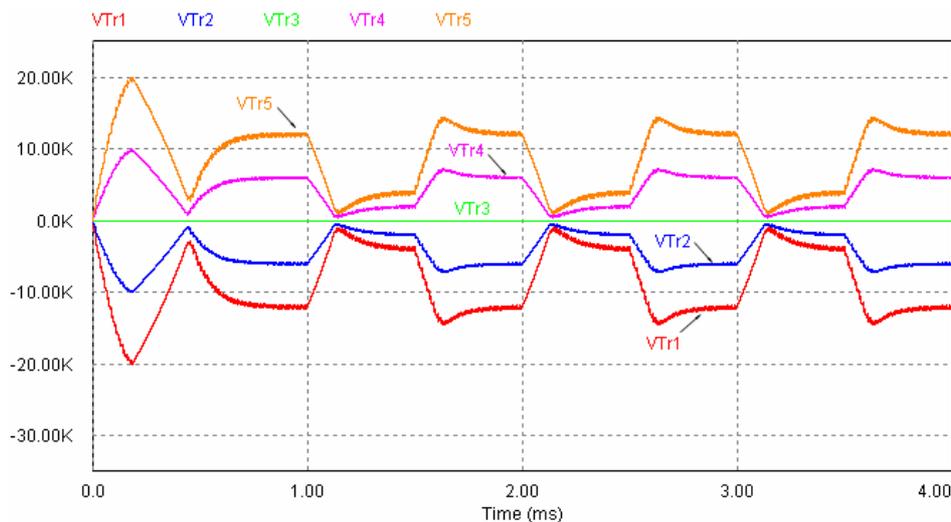


Fig. 6-37 – Tensões entre enrolamentos para T_{r1} e T_{r4} .

6.5 Esquemático, *Layouts* e Lista de Componentes

A Fig. 6-38 representa o esquemático completo da fonte utilizada para acionamento do tubo de descarga. Nesta figura observa-se que estão apresentados os circuitos de potência, as malhas de controle utilizadas para controle do feixe luminoso, bem como as proteções implementadas no protótipo. Além destes, ainda estão presentes os circuitos da fonte auxiliar, circuito *PWM* e os respectivos *drives*.

A posição dos componentes na placa de circuito impresso é mostrada na Fig. 6-39. A disposição dos componentes na placa é compactada, de forma a permitir um melhor aproveitamento da superfície, sem prejudicar o funcionamento do conversor devido aos efeitos das indutâncias e capacitâncias parasitas entre trilhas. A dimensão do protótipo é de $26\text{ cm} \times 10,5\text{ cm}$.

A placa confeccionada é de dupla fase, o que significa que há trilhas tanto na face superior quanto na face inferior. A Fig. 6-40 e a Fig. 6-41 representam, respectivamente, a vista superior e inferior para as trilhas de potência e comando do protótipo implementado.

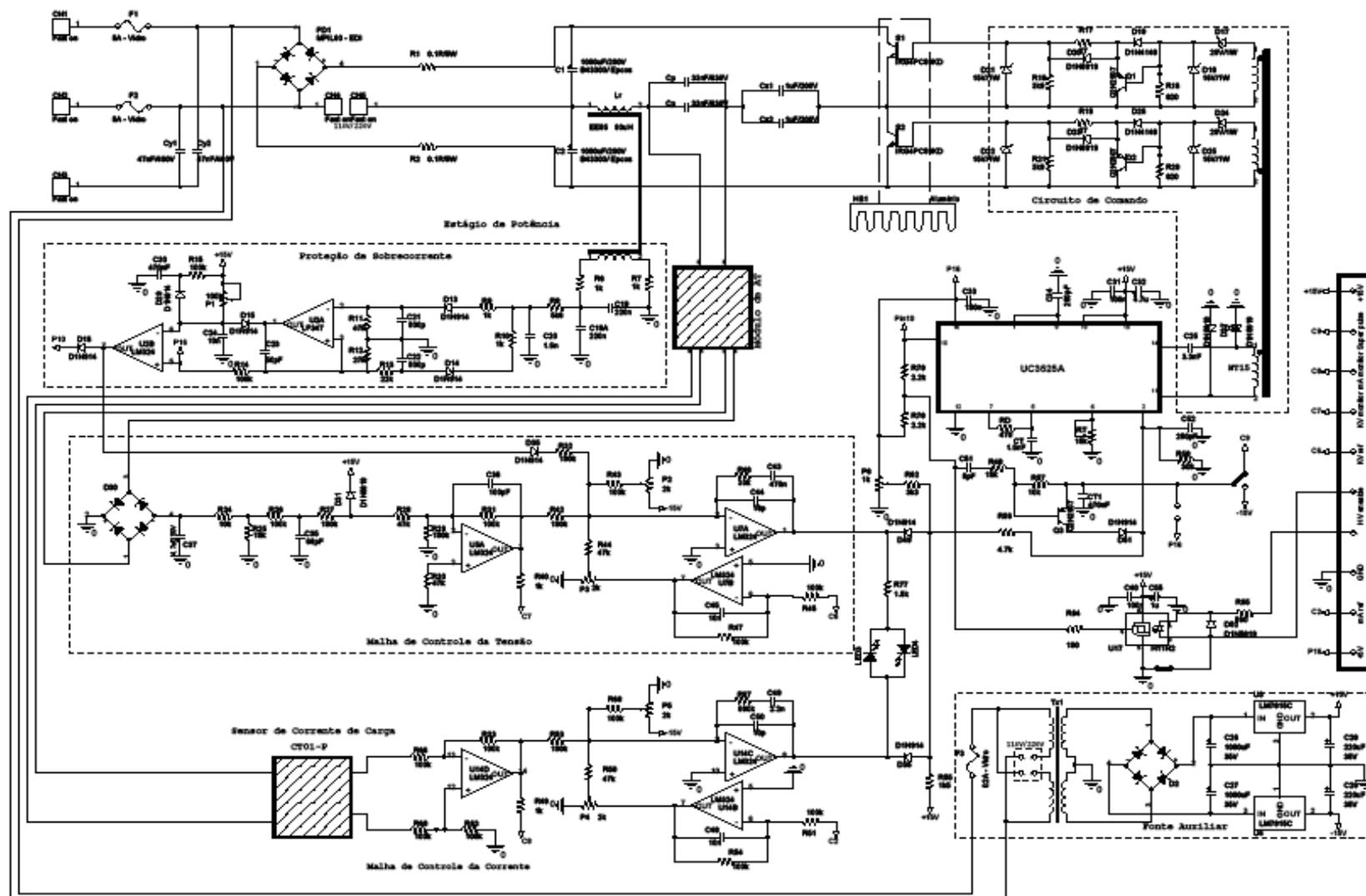


Fig. 6-38 – Esquemático completo da fonte para o raio laser.

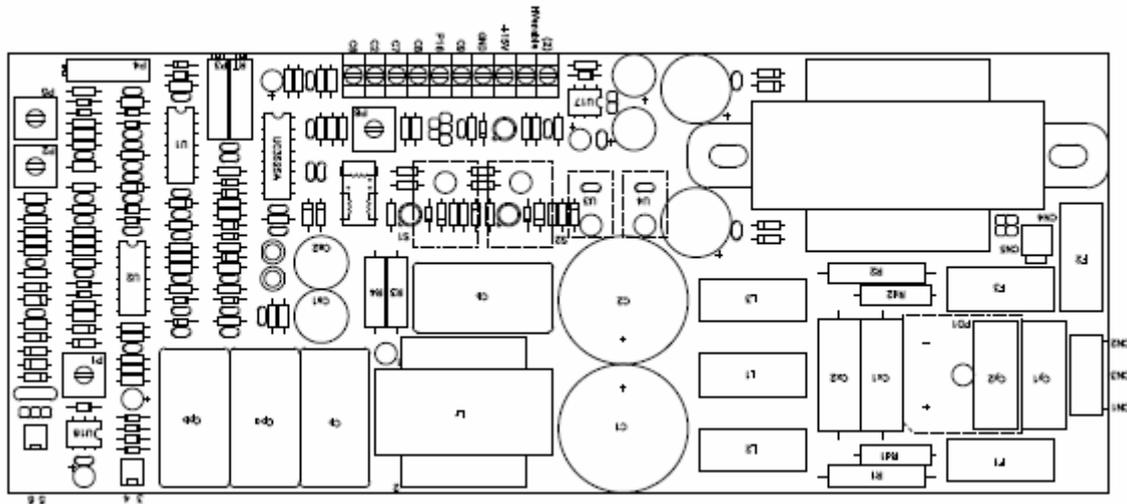


Fig. 6-39 – Disposição dos componentes na placa de circuito impresso.

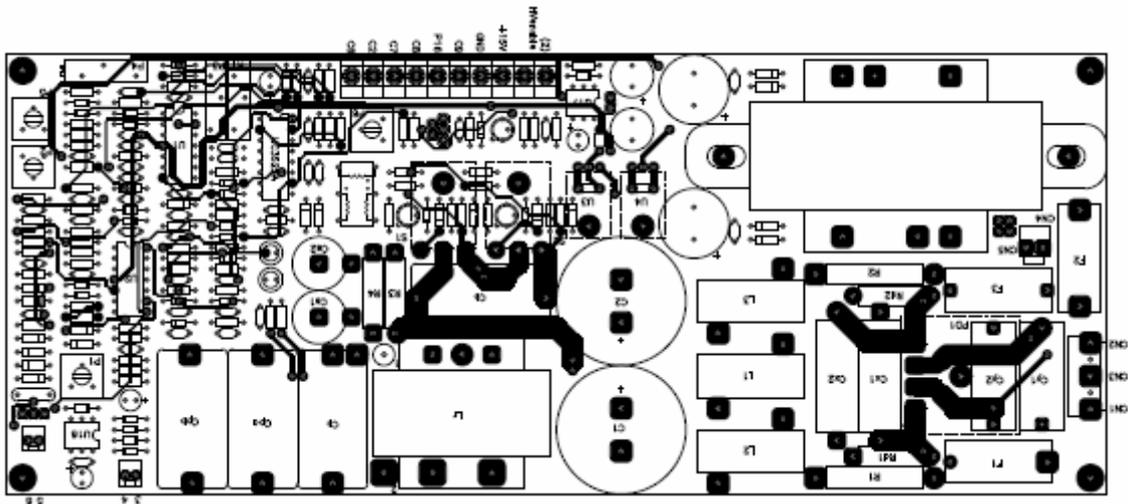


Fig. 6-40 – Face superior da placa de circuito impresso.

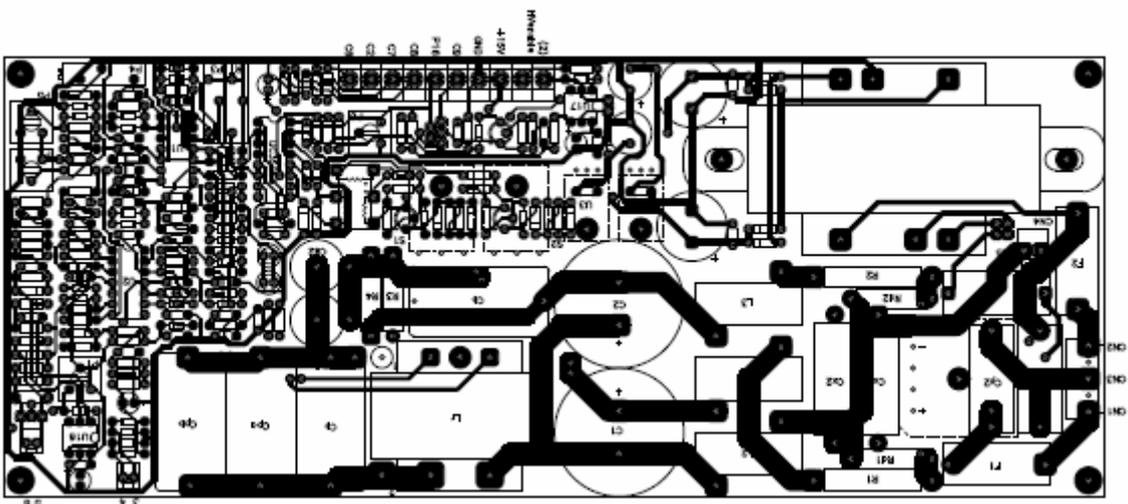


Fig. 6-41 – Face inferior da placa de circuito impresso.

A Fig. 6-42 apresenta a foto do protótipo.



Fig. 6-42 – Foto do protótipo montado.

A lista de componentes para implementação da fonte de raio *laser* está descrita na Tabela 6-9.

Tabela 6-9 – Lista de componentes.

| Item | Quantidade | Referência | Descrição | Código |
|------|------------|--|--------------------------|-------------|
| 1 | 1 | C35 | Capacitor Cerâmico | 4,7pF |
| 2 | 1 | C3 | Capacitor Cerâmico | 47pF |
| 3 | 1 | C17 | Capacitor Poliéster | 56pF/200V |
| 4 | 1 | C10 | Capacitor Cerâmico | 68pF |
| 5 | 1 | C11 | Capacitor Cerâmico | 100pF |
| 6 | 3 | C15, C29, C34 | Capacitor Cerâmico | 250pF |
| 7 | 1 | C18 | Capacitor Cerâmico | 330pF |
| 8 | 4 | C4, C5, C22, C25 | Capacitor Cerâmico | 470pF |
| 9 | 4 | C13, C14, C23, C24 | Capacitor Cerâmico | 1nF |
| 10 | 2 | C6, C33 | Capacitor Cerâmico | 1,5nF |
| 11 | 1 | C12 | Capacitor Cerâmico | 4,7nF |
| 12 | 20 | C51, C52, C53, C54, C55, C56, C57, C58, C59, C60, C61, C62, C63, C64, C65, C66, C67, C68, C69, C70 | Capacitor Cerâmico de AT | 4,7nF/10kV |
| 13 | 3 | C2, C16, C27 | Capacitor Cerâmico | 10nF |
| 14 | 2 | CY1, CY2 | Capacitor Filtro EMI | 47nF/400V |
| 15 | 2 | CP1, CP2 | Capacitor Polipropileno | 66nF/630V |
| 16 | 12 | C20, C28, C30, C37, C39, C41, C43, C45, C47, C48, C49, C50 | Capacitor Multi-camada | 100nF |
| 17 | 2 | C7, C8 | Capacitor Multi-camada | 220nF |
| 18 | 2 | CX1, CX2 | Capacitor Filtro EMI | 470nF/250V |
| 19 | 3 | C1, C26, C36 | Capacitor Multi-camada | 470nF |
| 20 | 2 | C19, C32 | Capacitor Multi-camada | 1uF |
| 21 | 2 | C21, C38 | Capacitor Eletrolítico | 1uF/63V |
| 22 | 1 | CB1 | Capacitor Polipropileno | 1uF/400V |
| 23 | 2 | CS1, CS2 | Capacitor Polipropileno | 1uF/200V |
| 24 | 2 | C9, C31 | Capacitor Eletrolítico | 4,7uF/50V |
| 25 | 2 | C42, C46 | Capacitor Eletrolítico | 220uF/35V |
| 26 | 2 | C40, C44 | Capacitor Eletrolítico | 1000uF/35V |
| 27 | 2 | CI1, CI2 | Capacitor Eletrolítico | 1000uF/200V |
| 28 | 2 | RP1, RP2 | Resistor | 0,1Ω 5 W |

| | | | | |
|----|----|---|--|-------------|
| 29 | 2 | R1, R4 | Resistor | 27Ω 1/3 W |
| 30 | 2 | R37, R52 | Resistor | 220Ω 1/3 W |
| 31 | 1 | R58 | Resistor | 560Ω 1/3 W |
| 32 | 2 | R3, R6 | Resistor | 820Ω 1/3 W |
| 33 | 9 | R12, R13, R15, R16, R25, R34, R35, R41, R45, | Resistor | 1kΩ 1/3 W |
| 34 | 2 | R57, R59 | Resistor | 1,5kΩ 1/3 W |
| 35 | 2 | R49, R50 | Resistor | 2,2kΩ 1/3 W |
| 36 | 1 | R51 | Resistor | 3,3kΩ 1/3 W |
| 37 | 3 | R2, R5, R55 | Resistor | 3,9kΩ 1/3 W |
| 38 | 1 | R56 | Resistor | 4,7kΩ 1/3 W |
| 39 | 1 | R14 | Resistor | 5,6kΩ 1/3 W |
| 40 | 4 | R17, R18, R53, R54 | Resistor | 10kΩ 1/3 W |
| 41 | 1 | R11 | Resistor | 22kΩ 1/3 W |
| 42 | 2 | R10, R27 | Resistor | 27kΩ 1/3 W |
| 43 | 4 | RB1, RB2, RD1, RD2 | Resistor | 33kΩ 3 W |
| 44 | 5 | R9, R21, R23, R30, R44 | Resistor | 47kΩ 1/3 W |
| 45 | 21 | R7, R8, R19, R20, R22, R24, R26, R28, R29, R31, R32, R33, R36, R38, R39, R40, R42, R43, R46, R47, R48 | Resistor | 100kΩ 1/3 W |
| 46 | 1 | P3 | Potenciômetro | 1k |
| 47 | 4 | P2, P4, P5, P6 | Potenciômetro | 2k |
| 48 | 1 | P7 | Potenciômetro | 20k |
| 49 | 1 | P1 | Potenciômetro | 100k |
| 50 | 3 | Q1, Q2, Q3 | Transistor Bipolar | 2N2907A |
| 51 | 2 | S1, S2 | Transistor IGBT | IRG4PC50KD |
| 52 | 2 | D1, D6 | Diodo de Sinal | 1N4148 |
| 53 | 26 | D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23, D24, D26, D27, D28, D29, D30, D31, D39, D40, D41, D42, D45, D48 | Diodo de Sinal | 1N914 |
| 54 | 7 | D4, D9, D25, D38, D46, D47, D49 | Diodo Schottky | 1N5819 |
| 55 | 9 | D32, D33, D34, D35, D36, D50, D51, D52, D53 | Diodo Retificador de Baixa Frequência | 1N4007 |
| 56 | 2 | D3, D8 | Diodo Zener | 1N4744 |
| 57 | 2 | D5, D10 | Diodo Zener | 1N4745 |
| 58 | 2 | D2, D7 | Diodo Zener | 1N4747 |
| 59 | 1 | D37 | Diodo Zener | 1N4749 |
| 60 | 2 | D43, D44 | LED | Verde |
| 61 | 1 | PD1 | Ponte Retificadora | MPIL60 |
| 62 | 10 | D54, D55, D56, D57, D58, D59, D60, D61, D62, D63 | Diodo Retificador de AT e AF | RR1200B |
| 63 | 1 | U1 | C. I. PWM | UC3525A |
| 64 | 1 | U2 | Regulador Linear | LM7815 |
| 65 | 1 | U3 | Regulador Linear | Lm7915 |

| | | | | |
|----|----|----------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| 66 | 2 | U4, U5 | Amplificador Operacional | LF 347 |
| 67 | 2 | U6, U7 | Foto acoplador | H11N2 |
| 69 | 2 | LR1 | Indutor Ressonante | EE42/20 IP12R |
| 70 | 1 | TP1 | Trafo de Pulso | NT15 IP12R |
| 71 | 1 | TX1 | Trafo da Fonte Auxiliar | IN: 127V/220V OUT: 18V+18V |
| 72 | 10 | T1, T2, T3, T4, T5 | Trafo de AT e AF | EE55 IP12R |
| 73 | 2 | F1, F2 | Fusível de Vidro | 5A |
| 74 | 1 | F3 | Fusível de Vidro | 200mA |
| 75 | 5 | CN1, CN2, CN3, CN4, CN5 | Conector de Potência | Fast on |

6.6 Conclusão

O sexto capítulo apresentou o projeto da fonte para acionamento de um tubo de descarga luminescente e considerando os requisitos propostos podem-se dimensionar os principais componentes que compõem os circuitos de potência. Este dimensionamento considera os resultados calculados e simulados para o conversor operando em condições impostas pelas especificações.

Verificam-se ainda os resultados de simulação e experimentais para o conversor operando em malha aberta a vazio, representando a variação ressonante da estrutura. Os resultados experimentais validaram os cálculos e as simulações efetuadas.

Outro ponto satisfatório na análise da estrutura de potência bem como o controle da mesma foi comprovado através da simulação e experimentação do conversor operando em malha fechada com quatro blocos de alta tensão e com carga resistiva.

Devido a alta tensão e baixa corrente de carga, não foi possível comprovar o rendimento da estrutura e verificar as possíveis perdas da mesma, uma vez que não houve disponibilidade de equipamentos apropriados que permitissem medidas adequadas.

Em suma, pode-se dizer que as variações nas referências de controle puderam demonstrar as diferentes formas de operação do conversor meia ponte ressonante paralelo com modulação do tipo *PWM* e comprovar a complexidade de tal estrutura.

CAPÍTULO 7

Conclusões Gerais

Desenvolveu-se no segundo capítulo deste trabalho, o estudo dos fenômenos físicos e químicos que envolvem o processo de formação do feixe luminoso, bem como as estruturas que compõem o tubo de descarga.

É evidente que não se procurou aprofundar demasiadamente os conceitos quânticos envolvidos no processo de transferência de energia, mas sim apresentar as informações básicas para que se entenda de uma forma geral as condições para que exista o efeito luminescente, provocado pela ionização do composto ativo.

O terceiro capítulo desenvolveu dois modelos matemáticos para implementação, via simulação, das características de tensão e corrente que a carga deve atender. Através dos resultados experimentais pode-se validar de fato a modelagem da carga. Em suma, foi de extrema importância a modelagem do *laser* para o completo entendimento do funcionamento do sistema junto aos circuitos de potência e controle.

O quarto capítulo apresentou o estudo da topologia de potência adotada para a implementação da fonte de raio *laser*. Seguindo todos os requisitos de projeto foi possível verificar, através dos equacionamentos e por meio de simulações, que o conversor meia-ponte ressonante é de extrema complexidade, podendo operar até em três modos distintos para os diferentes pontos de operação do *laser*. Estes modos de operação dependem das variáveis do sistema que ficam definidas através da relação de ganho de tensão, relação entre frequências e razão cíclica. Por esta complexidade matemática que todas as características de saída, limites de operação e esforços dos componentes foram obtidos numericamente por meio de *softwares* específicos.

Para auxiliar na elevação da tensão e isolamento da carga utilizaram-se transformadores e multiplicadores que estão descritos no quinto capítulo. Descreveu-se o estudo e o projeto físico dos transformadores de alta tensão e alta frequência, bem como o procedimento utilizado para implementação prática de tais elementos. Este foi um ponto crucial e de grande aprendizado, uma vez que todos os transformadores foram construídos no *INEP*, apresentando resultados satisfatórios quanto a isolação.

Os parâmetros obtidos da análise frequencial dos transformadores foram considerados para os cálculos matemáticos e comprovados por simulação. Isto possibilitou no sexto capítulo, analisar o projeto da fonte de raio *laser* e os resultados obtidos por simulação tanto para o conversor operando com carga resistiva quanto para a carga *laser* modelada para o *software* PSIM. Experimentalmente só foi possível comprovar os resultados de simulação para o conversor operando a vazio e com carga resistiva. O fato de não poder contar com o *laser* PLX –100 impossibilitou avaliar parâmetros como a questão da tensão de acionamento para a ionização do tubo de descarga e o controle do feixe luminoso.

Outro ponto crucial foi em relação aos transformadores, que apesar de terem demandado muito trabalho em sua fase de construção, compensaram o esforço pelo seu adequado funcionamento. Resumidamente, este trabalho possibilitou o conhecimento de uma estrutura de potência muito peculiar para uma carga que exige um projeto robusto e eficaz.

Apêndice A

Circuitos Complementares

A.1 Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar encontra-se na mesma placa dos circuitos de potência, controle e comando. Tal estrutura é destinada na geração da tensão simétrica de 15V, exclusivamente para alimentação dos circuitos integrados *LM311* e *UC3525*, este último responsável exclusivamente pela modulação *PWM*.

O esquemático da Fig. A-1 apresenta a fonte auxiliar implementada na prática. Neste tópico não serão apresentados os detalhes do dimensionamento da fonte auxiliar, uma vez que essa estrutura é bastante estudada e de fácil construção, e principalmente por não se tratar do objetivo deste trabalho.

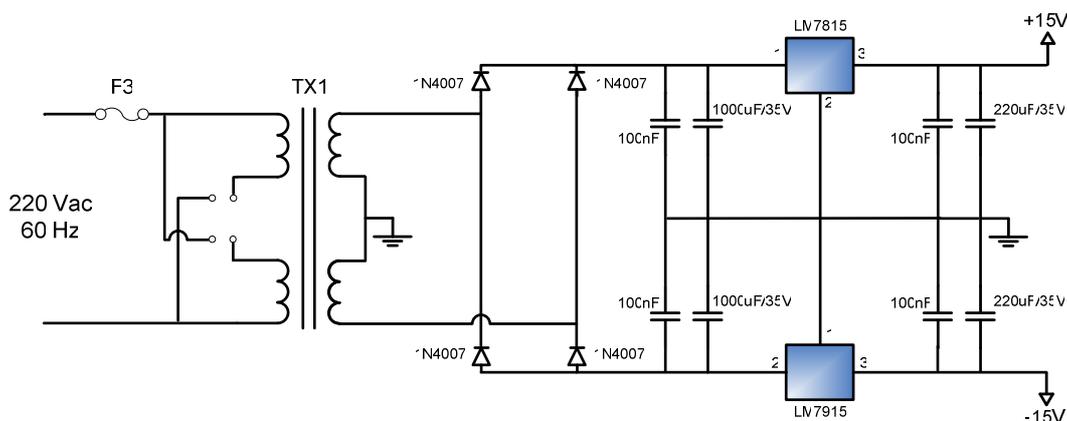


Fig. A-1 – Circuito da fonte auxiliar.

A fonte auxiliar deve fornecer aos circuitos integrados *LM311* e *UC3525* uma tensão simétrica de 15V, a qual fornecerá a tensão de alimentação dos circuitos integrados. Através da tensão da rede pode-se obter, por meio de uma ponte retificadora, capacitores e reguladores de tensão, a tensão de alimentação anteriormente mencionada. Os reguladores utilizados para tensões de +15V e -15V são, respectivamente, o *LM7815* e o *LM7915*.

A Fig. A-2 e a Fig. A-3 apresentam, respectivamente, as formas de onda da tensão de saída e do transitório medido na ponte retificadora. Estes resultados foram obtidos experimentalmente no circuito implementado para a fonte auxiliar.

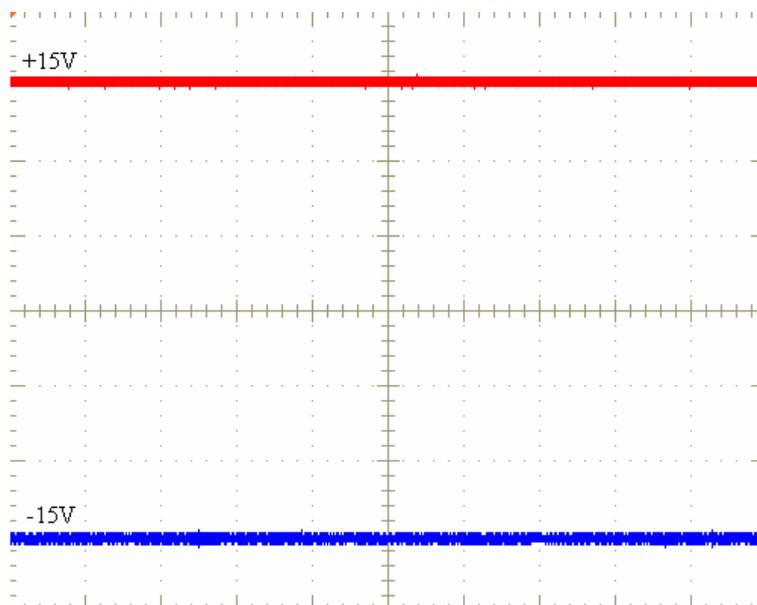


Fig. A-2 – Tensão de saída da fonte auxiliar.

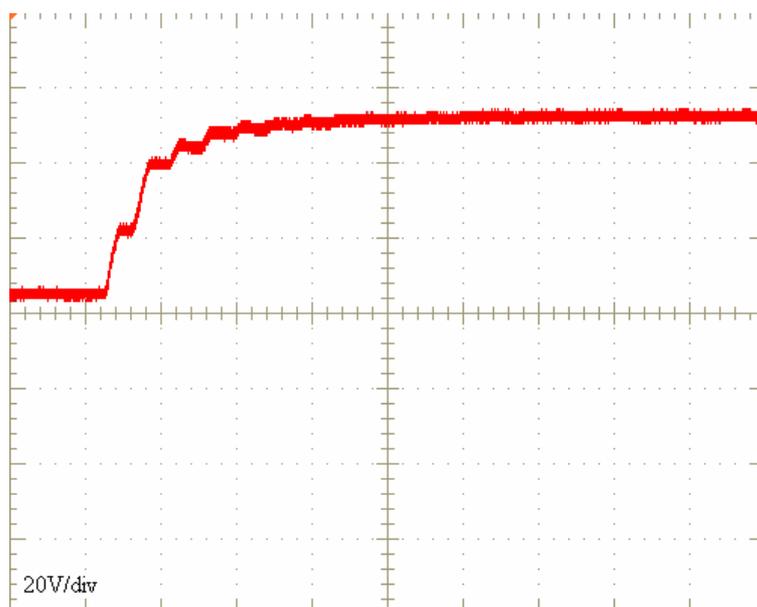


Fig. A-3 – Transitório da tensão da ponte retificadora da fonte auxiliar.

A.2 Circuito de Comando

O circuito de comando é dividido em dois estágios constituídos pelos circuitos responsáveis respectivamente pela geração do sinal *PWM* e o circuito dedicado para o comando dos interruptores.

A.2.1 Circuito para Geração do PWM

Para se obter o sinal *PWM* utiliza-se um circuito integrado muito popular e destinado exclusivamente a tal operação, o *UC3525*. Na Fig. A-4 está representado o diagrama de blocos do *UC3525*.

Importante salientar, para a compreensão do circuito responsável pela geração dos pulsos *PWM* que, de acordo com a Fig. A-4, o pino 15 é a alimentação do integrado e esta tensão é oriunda de uma fonte de alimentação externa. A faixa de variação da tensão de alimentação deve estar entre 8V e 35V é no atual projeto tal tensão é fixada em 15V.

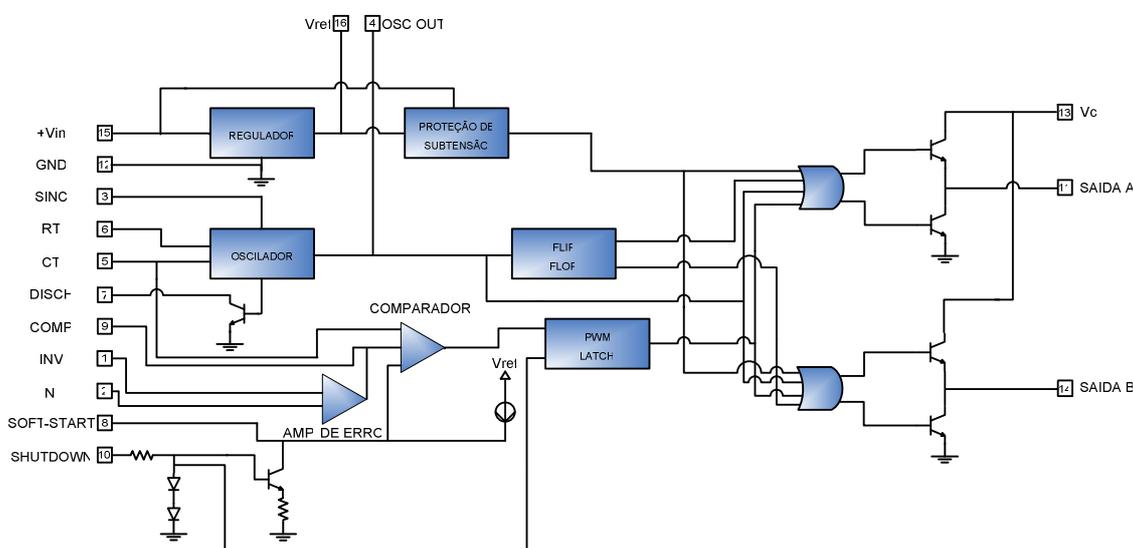


Fig. A-4 – Diagrama de blocos do UC3525.

Antes dos pulsos de comando ser liberados atua um circuito de proteção do integrado, o *Undervoltage Lockout*. Somente quando a tensão de alimentação no pino 15 for superior a 8V ocorre à liberação das saídas localizadas nos pinos 11 e 14.

Internamente há um regulador de tensão destinado a alimentação interna dos circuitos do integrado e a tensão regulada é da ordem de 5,1V podendo ser mensurada no pino 16.

Os pinos 5 e 6 são responsáveis pela geração da onda dente de serra. Esta forma de onda tem sua frequência determinada pelo par *RC* e a faixa de variação de frequência é de 100Hz a 500kHz. A rampa tem uma excursão de 2,5V, podendo ser observada no pino 4. No pino 7 ajusta-se o tempo morto dos pulsos que atuam no tempo de descarga do capacitor.

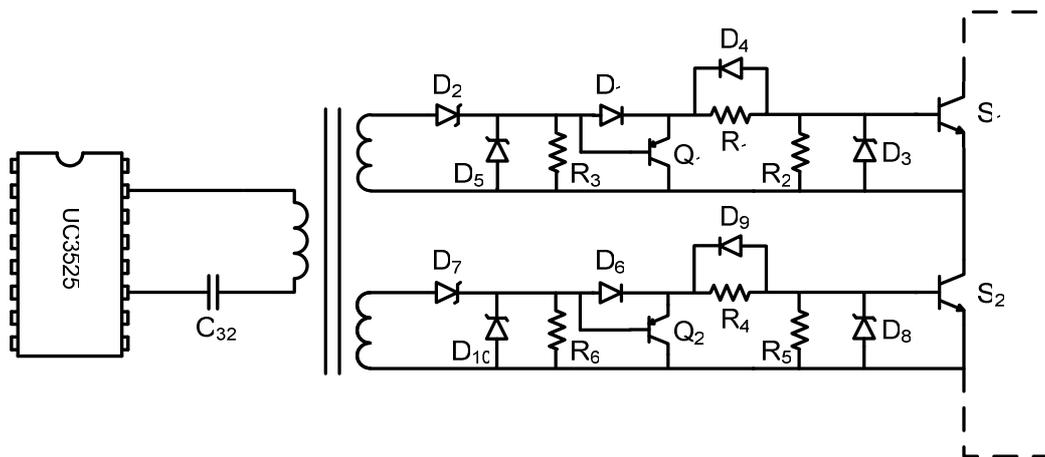


Fig. A-6 – Circuito de *driver* para acionamento dos IGBT's.

O funcionamento do circuito de *driver* garante a desmagnetização do transformador de pulso e fornece o sinal de gatilho apropriado para os interruptores. Para evitar a saturação do transformador, incorpora-se a estrutura um capacitor de bloqueio denominado na Fig. A-6 por C_{32} .

A análise do funcionamento da estrutura de comando refere-se ao circuito para acionamento de S_1 . Ao aplicar o pulso positivo o diodo D_2 entra em condução e o sinal de gatilho pode ser observado no interruptor. Para limitar a corrente de gatilho utiliza-se o resistor R_1 , enquanto o diodo D_3 mantém regulada a tensão no *gate* do IGBT.

No instante em que o pulso de comando se anula, o diodo D_2 bloqueia e o transistor anteriormente em corte passa a conduzir através da polarização do diodo *Schottky* definido por D_4 . Os diodos D_2 e D_5 , servem para desmagnetizar o transformador.

A Fig. A-7 apresenta o pulso de comando aplicado aos interruptores do conversor meia ponte com frequência fixada em $40kHz$.

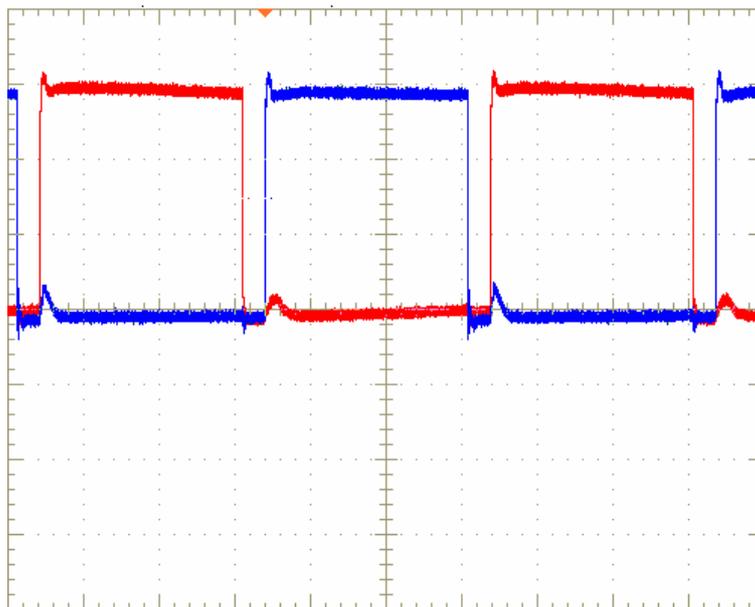


Fig. A-7 – Pulsos de comando para os interruptores.

A.3 Proteção e Controle

Este item do trabalho fará uma explanação geral dos sistemas de proteção e controle empregados na fonte de raio *laser*. Tais sistemas são fundamentais para garantir um funcionamento adequado da estrutura, sem comprometer nenhum componente do circuito e ainda garantir o controle da potência entregue ao tubo de descarga.

A proteção da fonte é feita utilizando a monitoração da corrente no indutor ressonante. A monitoração é efetuada através de um enrolamento auxiliar junto ao indutor L_r e no eventual caso em que esta corrente ultrapasse os limites impostos pela referência de proteção, um sinal é aplicado diretamente no pino 10 (*shutdown*) do *UC3525*.

A etapa de controle do conversor ressonante paralelo deverá operar com duas malhas de controle concorrentes, uma especificada para a tensão e outra para a corrente. A malha de tensão deve limitar a saída em um determinado valor imposto pela referência de tensão, enquanto que a malha de corrente limita a grandeza, seguindo como parâmetro a referência de tensão da respectiva malha.

Tanto a malha de tensão quanto a malha de corrente tem por objetivo controlar as respectivas grandezas. Para isto se faz necessário a monitoração da tensão e da corrente de saída através de sensores, os quais estão descritos sucintamente no decorrer deste item.

A Fig. A-8 apresenta os circuitos de proteção e controle da fonte de raio *laser* implementados com o integrado *LF347*.

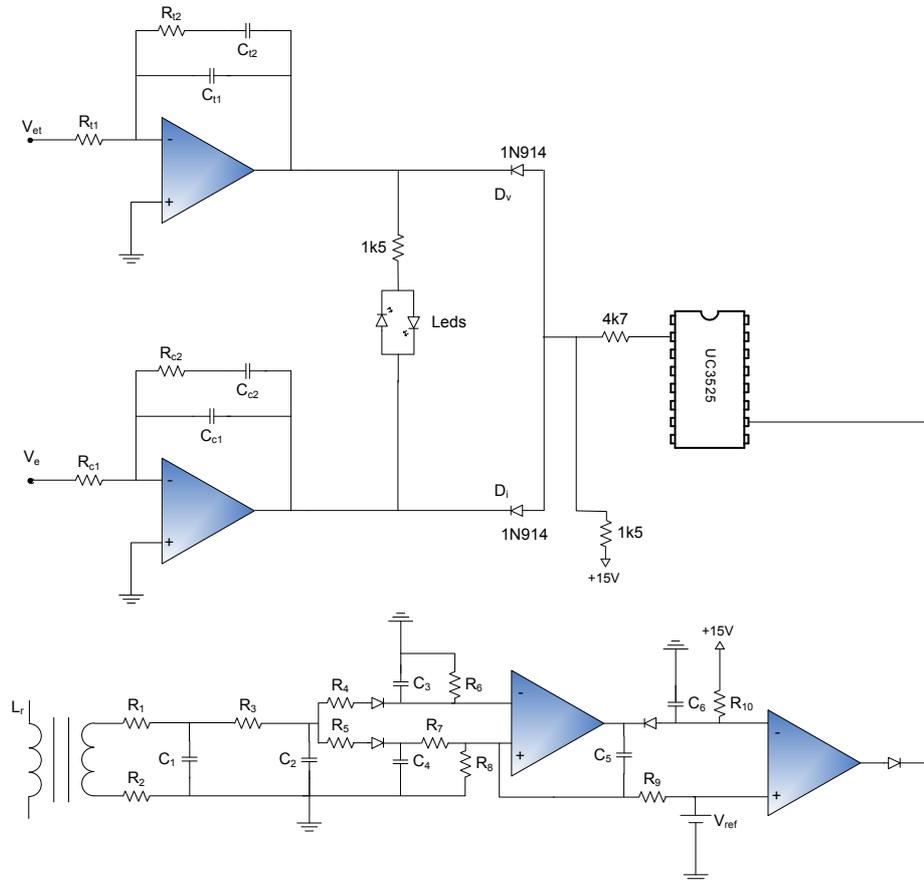


Fig. A-8 – Circuito de controle e proteção.

A.3.1 Proteção

O circuito de proteção utilizado na construção do protótipo visa inibir os pulsos de comando dos interruptores através do pino de *shutdown* do *UC3525*. Para que os pulsos de comando dos interruptores sejam aplicados é necessário que a tensão no pino 10 do integrado seja zero e desta forma, a estrutura irá operar normalmente. Quando há tensão positiva diferente de zero no *shutdown* do integrado a estrutura imediatamente cessa o funcionamento através da supressão dos pulsos aplicados nos *IGBT's*.

A estratégia adotada para o circuito de proteção baseia-se em detectar qualquer anormalidade na corrente que circula pelo indutor ressonante. O circuito de proteção proposto visa inibir o funcionamento do conversor caso a corrente do enrolamento primário do transformador exceda um determinado valor de referência. Para tanto, utiliza-se um enrolamento auxiliar no indutor ressonante, responsável por monitorar a corrente que circula pelo enrolamento primário.

Através do acoplamento magnético obtém-se no capacitor C_1 uma tensão cuja forma de onda reproduz a corrente obtida no enrolamento primário. Por intermédio de dois circuitos retificadores constituídos, respectivamente, por R_4 , D_1 , C_3 , R_6 e por R_5 , D_2 , C_4 , R_7 e R_8 , obtém-se sobre os capacitores C_3 e C_4 a imagem dos valores médios da corrente no enrolamento primário tanto para o semiciclo positivo quanto para o semiciclo negativo. Quando esta tensão tornar-se maior do que a referência imposta por V_{ref} e R_9 , a saída do comparador 1 satura negativamente, indicando que ocorreu sobrecorrente. Com isto, o diodo D_3 entra em condução descarregando o capacitor C_6 que anteriormente encontrava-se carregado com uma tensão de 15V. No momento em que a tensão do capacitor C_6 se tornar inferior a V_{ref} a saída do comparador satura positivamente, e através do diodo D_4 é aplicada uma tensão positiva diferente de zero na entrada do pino 10 do *UC3525*, inibindo os pulsos de gatilho para os interruptores.

A.3.2 Controle

Para garantir o controle adequado da estrutura, as malhas de controle são projetadas para atuar isoladamente, ou seja, quando a malha de tensão estiver atuando o diodo D_v da malha de tensão estará polarizado, enquanto que o diodo D_i (malha de corrente) mantém-se bloqueado. Portanto, as malhas de controle utilizam esta lógica, permitindo que os limites impostos nas referências de tensão e corrente sejam respeitados.

A interação entre as malhas de controle pode ser realizada por intermédio dos diodos 1N914, representados na Fig. A-8 por D_v e D_i . O funcionamento deste circuito é simples, caso a malha de corrente, através de sua referência, tente impor uma corrente de saída que provoque uma tensão maior do que a tensão de referência da malha de tensão, o diodo D_i conectado na saída do controlador de corrente bloqueia. Assim, a tensão é ajustada através da malha de tensão imposta pela respectiva referência.

Da mesma forma, ao impor uma tensão que remeta a um valor de corrente maior que a de referência, a malha de corrente atuará, limitando a grandeza de saída ao valor pré-determinado.

A.3.1.1 Malha de Tensão

A malha de tensão é apresentada através do diagrama de blocos da Fig. A-9, sendo que a variável de controle é a tensão de saída aplicada nos terminais do tubo de descarga.

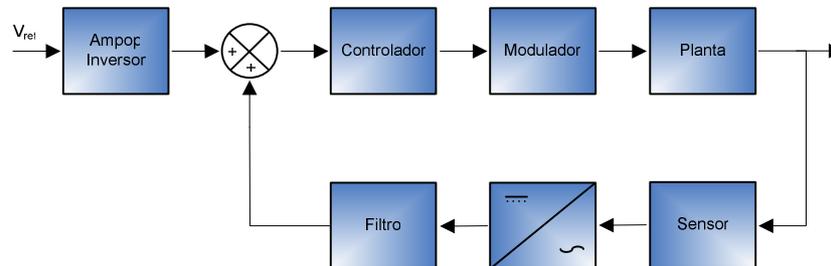


Fig. A-9 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

O sensoriamento da tensão de saída é efetuado por meio de um enrolamento auxiliar presente em um dos transformadores de alta tensão. O enrolamento auxiliar é projetado para um valor máximo de $25V$. Este valor corresponde a $500V$ no enrolamento primário dos transformadores, e conseqüentemente ao máximo valor ($50kV$) nos terminais da carga.

A amostra de tensão é retificada através de uma ponte completa sendo que o catodo comum da ponte é conectado a malha de terra, e assim, o sinal obtido na retificação é sempre negativo.

O sinal obtido na saída da ponte é filtrado através de um filtro passa baixa, com o intuito de reduzir os efeitos indesejados ocasionados pela alta freqüência. Como mostra a Fig. A-9, a tensão de saída do filtro é aplicada na entrada inversora do integrado *LF 347* com o pino da porta não inversora aterrado, logo, o sinal gerado na saída do *ampop* é sempre positivo.

A tensão de referência varia entre 0 e $15V$, sendo que o sinal é invertido e somado ao valor da tensão referente a saída. Assim, um sinal de erro de tensão é gerado e aplicado diretamente no controlador.

Como demonstrado no quarto capítulo, o conversor utilizado para a fonte de raio *laser* pode apresentar diferentes formas de operação tornando a modelagem complexa. Portanto, a abordagem do tipo de controlador implementado, tanto para a malha de tensão quanto para a malha de corrente se baseia em um controlador do tipo *PI* com filtro.

O compensador de tensão apresenta dois pólos e um zero, o que confere um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema e erro estático nulo, sendo este o principal requisito para o controle da fonte.

O primeiro pólo dos controladores está alocado em zero garantindo ao sistema uma ação do tipo integral que, por sua vez, confere um erro nulo em regime. Já o zero localizado antes do segundo pólo atribui uma faixa plana ao controlador, e desta forma, em malha fechada este tipo de estrutura garante uma menor influência na margem de fase do sistema. O terceiro pólo é alocado em uma frequência maior que a frequência do zero o que permite uma atenuação dos efeitos ocasionados pela comutação.

A Fig. A-10 ilustra o circuito de controle implementado na prática considerando os valores reais para os componentes da malha de tensão. Através da Fig. A-10 pode-se deduzir a função transferência do circuito da malha de tensão.

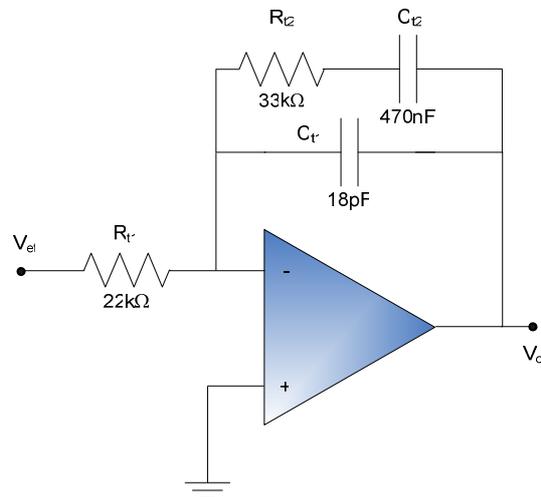


Fig. A-10 – Controlador de tensão.

A equação (A.1) mostra a função de transferência do controlador PI com filtro

$$\frac{v_{ci}(s)}{v_{ei}(s)} = \frac{s \cdot R_{t2} \cdot C_{t2} + 1}{s \cdot R_{r1} \cdot (C_{t1} + C_{t2}) \left[\left(\frac{R_{t2} \cdot C_{t1} \cdot C_{t2}}{(C_{t1} + C_{t2})} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (\text{A.1})$$

Onde, as frequências do zero e dos pólos estão definidas em (A.2).

$$\begin{aligned} f_z &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{t2} \cdot C_{t2}} = 10 \text{ Hz} \\ f_{p1} &= 0 \\ f_{p2} &= \frac{C_{t1} + C_{t2}}{2 \cdot \pi \cdot R_{r1} \cdot C_{t1} \cdot C_{t2}} = 270 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

O valor do ganho obtido na prática entre a tensão de saída e a tensão de referência é definido por (A.3) como indica a Fig. A-11.

$$\begin{aligned} V_o &= G_{t1} \cdot V_{ref} \\ G_{t1} &= 3333,33 \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$



Fig. A-11 – Representação simplificada dos ganhos da malha de tensão.

A.3.1.2 Malha de Corrente

A malha de corrente implementada para o controle da corrente de saída está apresentada no diagrama de blocos da Fig. A-12. Pode-se observar que o laço aberto da malha de corrente é constituído pelo controlador, modulador, planta e o sensor de corrente. A tensão de referência de corrente pode variar de 0 até 15V, sendo que o sinal injetado no ponto de soma da estrutura é sempre negativo.

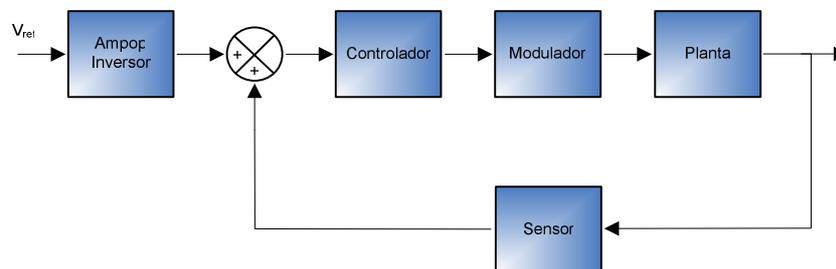


Fig. A-12 – Diagrama de blocos da malha de corrente.

O sinal de erro gerado resulta da diferença entre a amostragem do sensor de corrente e o sinal de referência. Esta tensão de erro é aplicada na porta inversora do controlador de corrente, que por sua vez, gera um sinal de controle. O resultado da interação entre V_{ccr} e o modulador geram os pulsos de comando para os interruptores.

A idéia inicial para monitorar a corrente de saída partia do pressuposto que o sensoriamento seria efetuado através de um resistor do tipo *shunt*, assim a conexão deveria ser feita em série com a carga. Após inúmeros testes os resultados com o procedimento de amostragem da corrente de carga não apresentou resultados satisfatórios, originando perturbações nos circuitos de potência e comando, bem como a queima dos transformadores.

Uma das alternativas encontradas para evitar este problema foi a isolamento da alta tensão do restante do circuito. Para tanto, utiliza-se um sensor dedicado a baixas correntes com saída em tensão e que possibilita tal isolamento. O sensor é o *CT 0.1–P*, fabricado pela *LEM*, e seu funcionamento se baseia no efeito *hall*. A corrente que circula na carga é monitorada pelo sensor de efeito *hall*, e o sinal de tensão gerado nos terminais de saída do sensor é somado a tensão de referência da malha de corrente.

O controlador projetado para a malha de corrente também é do tipo *PI* com filtro, uma vez que se deseja obter erro estático nulo e atenuação de ruídos provocados por frequências indesejáveis a estrutura. A Fig. A-13 apresenta o controle de corrente do conversor.

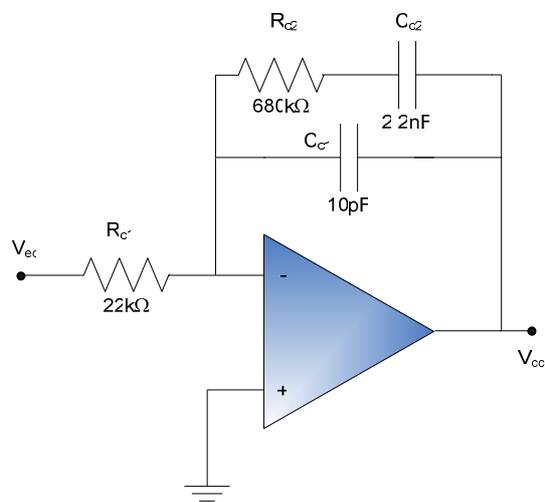


Fig. A-13 – Controlador de corrente.

A função de transferência do controlador de corrente está indicada em (A.4).

$$\frac{v_{crr}(s)}{v_{ec}(s)} = \frac{s \cdot R_{c2} \cdot C_{c2} + 1}{s \cdot R_{c1} \cdot (C_{c1} + C_{c2}) \left[\left(\frac{R_{c2} \cdot C_{c1} \cdot C_{c2}}{(C_{c1} + C_{c2})} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (\text{A.4})$$

O pólo e o zero da equação são dados por (A.5).

$$\begin{aligned} f_{cz} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{c2} \cdot C_{c2}} = 106 \text{ Hz} \\ f_{cp1} &= 0 \\ f_{cp2} &= \frac{C_{c1} + C_{c2}}{2 \cdot \pi \cdot R_{c2} \cdot C_{c1} \cdot C_{c2}} = 23,5 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

A Fig. A-14 apresenta o diagrama de módulo e fase dos controladores de tensão e corrente, observa-se que o alto ganho em baixas frequências concede a estrutura um

erro nulo, além de conferir uma ampla faixa plana e eliminando ruídos em alta frequência.

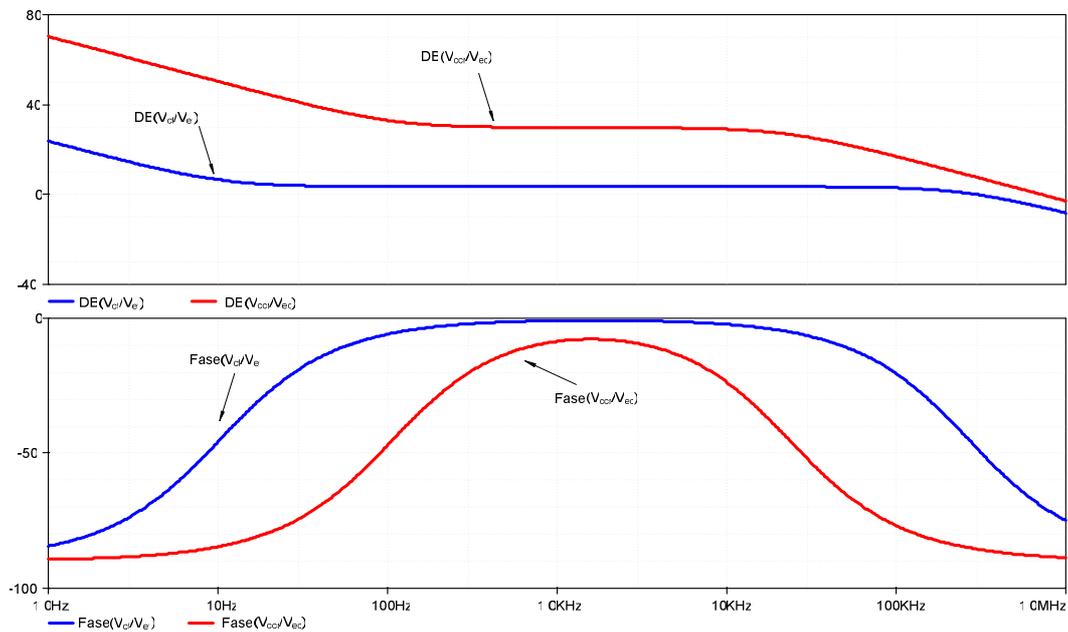


Fig. A-14 – Diagrama de Bode de módulo e fase dos controladores de tensão e corrente.

Referências Bibliográficas.

- [1] R. Eisberg, R. Resnick, “Quantum Physics Of Atoms, Molecules, Solids, Nuclei And Particles”, John Wiley & Sons, New York, 1974;
- [2] J.F. Blatt, “Modern Physic”, McGraw-Hill International Editions, Washington D.C., 1992;
- [3] H.O. Blackwood, C.W. Kelly, M.R. Bell, “General Physics”, John Wiley & Sons, New York, 1964;
- [4] H.D. Young et al, “Física”, Addison Wesley , São Paulo, 2003;
- [5] S.M Rezende, “A Física De Materiais E Dispositivos Eletrônicos”, Editora da Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 1996;
- [6] A. Beiser, “Concepts Of Modern Physics”, McGraw-Hill, New York, 1963;
- [7] M. Csele, “Fundamentals Of Light Sources And Lasers”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2004;
- [8] C.K.N Patel, “Continuous-Wave Laser Action Vibrational-Rotational Transitions Of CO₂, Physics Review, Vol 136, No 5A, Nov. 1964, pp 1187-1194;
- [9] D.R. Munõz, E.J. Dede García-Santamaria, “Convertidor Resonante Serie De 2kW Para Descarga Laser Gaseosa De CO₂”, IEEE Transactions On Circuit Theory, Aug. 1993, pp 55-62;
- [10] Manual Técnico: “Operation Instructions PLX100 – Sealed CO₂ Laser Tube”; Empresa: Parallax Technology, Inc.
- [11] M. Nagata, “A Simple Negative Impedance Circuit with no Internal Bias Supplies and Good Linearity”, IEEE Transactions On Circuit Theory, CT-12, Sep. 1965 pp 433-435;
- [12] A. Sedra, K. Smith, “Microeletrônica”, Makron Books, São Paulo, 2000;
- [13] C.B. Viejo, et al, “A Resonant High Voltage Converter With C-Type Output Filter”, IEEE Transactions On Circuit Theory, Sep. 1995, pp. 2401-2407;

- [14] J. Doval-Gandoy, R. Passadin, J. Marcos, “High Voltage Power Supply For Rotary Die Laser Cutting System”, IEEE Transactions On Circuit Theory, 2002, pp 1177-1180;
- [15] I. Barbi, F.P. Souza, “Conversores CC-CC Isolados De Alta Frequência Com Comutação Suave”, Edição dos autores, Florianópolis, 1999;
- [16] R.W. Erickson, “Fundamentals Of Power Electronics”, Chapman & Hall, New York, 1997;
- [17] W.H.J. Hayt, “Engineering Electromagnetics”, McGraw-Hill, New York, 1965;
- [18] C.W.T. Mclyman, “Transformer And Inductor Desing Handbook”, Marcel Dekker Inc., New York, 2004;
- [19] A. Martignoni, “Transformadores”, Editora Globo, Porto Alegre, 1977;
- [20] R. Gules, “Estudo De Conversores CC-CC Isolados Operando Com Elevada Tensão De Saída E Alto Rendimento Para Aplicações Aeroespaciais”, Tese De Doutorado, Universidade Federal De Santa Catarina, 2001;
- [21] A. Badin, “Fonte De Alimentação De Um Tubo De Raios X Para Diagnósticos Odontológicos”, Dissertação De Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2004;
- [22] UCEDA, J.; BLANCO, C.; PÉREZ, M. A.; RICO, M. Design of the Delay Line Power Supply Of A TWT”, Proceedings of the European Space Power Conference, Spain, Aug. 1995, pp 2123-2138;
- [23] M.A. Pérez et al, “A New Topology For High Voltage High Frequency Transformers”, IEEE Transactions On Power Electronics, Spain, 1995, pp 554-559;
- [24] R. Petcok, “Optimun Design Of A High-Power, High-Frequency Transformer”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol 11, No 1, Jan. 1996, pp 33-42;
- [25] UC3525 : Datasheet Unित्रode;
- [26] I. Barbi, “Projeto de Fontes Chaveadas”, Edição do autor, Florianópolis, 2001;
- [27] K. Ogata, “Modern Control Engineering”, Prentice-Hall Inc., 1997;
- [28] Current Transducers CT01–PC: Datasheet LEM.