

**ALCEU ANDRÉ BADIN**

**FONTE DE ALIMENTAÇÃO DE UM TUBO DE  
RAIOS X PARA DIAGNÓSTICOS  
ODONTOLÓGICOS**

**FLORIANÓPOLIS  
2004**

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

**FONTE DE ALIMENTAÇÃO DE UM TUBO DE  
RAIOS X PARA DIAGNÓSTICOS  
ODONTOLÓGICOS**

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

**ALCEU ANDRÉ BADIN**

Florianópolis, outubro de 2004.

# FONTE DE ALIMENTAÇÃO DE UM TUBO DE RAIOS X PARA DIAGNÓSTICOS ODONTOLÓGICOS

Alceu André Badin

‘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. Denizar Cruz Martins, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

---

Prof. Fabiana Pöttker, Dr.

A meus pais Alcides e Décia pelo afeto e o apoio sempre incondicional.  
A minhas irmãs Neiva e Neli pela confiança e pela companhia nessa caminhada.  
Ao meu irmão Alan pela lealdade.

*“Recuso-me a crer na liberdade e neste conceito filosófico. Eu não sou livre, e sim às vezes constrangido por pressões estranhas a mim, outras por convicções íntimas”.*

*(...)*

*“O mistério da vida me causa a mais forte emoção. É o sentimento que suscita a beleza e a verdade, cria a arte e a ciência. Se alguém não conhece esta sensação ou não pode mais experimentar espanto ou surpresa, já é um morto-vivo e seus olhos se cegaram. Aureolada de temor, é a realidade secreta do mistério que constitui também a religião. Homens reconhecem então algo de impenetrável a suas inteligências, conhecem porém as manifestações desta ordem suprema e da Beleza inalterável. Homens se confessam limitados e seu espírito não pode apreender esta perfeição. E este conhecimento e esta confissão tomam o nome de religião. Deste modo, somente deste modo, sou profundamente religioso, bem como esses homens. Não posso imaginar um Deus a recompensar e a castigar o objetivo de sua criação. Não posso fazer idéia de um ser que sobreviva à morte do corpo.”*

*(Albert Einstein: Como Vejo o Mundo. págs. 9-10, 12-13)*

*“Já encarei a morte seis vezes. (...)*

*Aprendi muito com essas confrontações – especialmente sobre a beleza e a doce pungência da vida, sobre a preciosidade dos amigos e da família e sobre o poder transformador do amor. Na verdade, quase morrer é uma experiência tão positiva e construtora do caráter que a recomendaria a todos – não fosse, é claro, o elemento irredutível e essencial do risco.”*

*(...)*

*“Muitos me perguntam como é possível enfrentar a morte sem a certeza de uma vida posterior. Só posso dizer que isso não tem sido um problema.”*

*(Carl Sagan: Bilhões e Bilhões págs. 232 e 239)*

## **Agradecimentos**

A minha família pelo carinho, amor e atenção. A meus pais, Alcides e Décia, por me conduzirem pelo caminho certo, pelos ensinamentos que não se aprendem em nenhum centro acadêmico, pelo suporte e por me propiciarem todas as experiências que tive. Devo a eles meu caráter, minha saúde e minha vida. Talvez nunca possa retribuir a tudo, mas não medirei esforços para fazê-lo!

Ao professor Ivo Barbi, pela orientação segura e pelos ensinamentos durante todo o mestrado, que contribuíram, de forma decisiva, para a minha evolução técnica e profissional.

Aos professores Arnaldo Perin e Fabiana Pöttker, membros da banca, pelas sugestões incorporadas neste trabalho.

Aos meus grandes amigos e colegas Stephanie, Fernando e Paulo Mário, que muito contribuíram na minha formação e aprendizado, desde a graduação. Pessoas que admiro muito e sempre terei muito apreço.

Aos amigos Luiz Tomaselli e Clóvis Petry, sempre muito solícitos durante todo o meu trabalho.

Aos meus demais colegas, professores e funcionários do INEP, pelo apoio e pela companhia durante esta caminhada.

Ao povo brasileiro trabalhador, que me concedeu o privilégio de estudar em um centro de pesquisa de excelência, gratuitamente, além de financiar minha pesquisa e minha formação.

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

## **FONTE DE TENSÃO PARA ALIMENTAÇÃO DE UM TUBO DE RAIOS X PARA DIAGNÓSTICOS ODONTOLÓGICOS**

**ALCEU ANDRÉ BADIN**

Outubro / 2004.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-chave: Fonte para tubos de raios X, transformador de alta tensão e alta frequência, inversor paralelo ressonante.

Número de Página: 125.

RESUMO: Este trabalho apresenta o projeto e implementação de uma fonte de alimentação para um equipamento de raios X odontológico. Inicialmente, descreve-se o funcionamento do tubo de raios X e os parâmetros que influem no seu desempenho.

Posteriormente, dois conversores são apresentados como solução. É proposta uma metodologia de projeto para cada estágio de processamento de energia, efetuando a seguir a simulação por computador.

Os resultados experimentais apresentados, são obtidos a partir de dois protótipos implementados, seguindo os procedimentos de projeto desenvolvidos, comprovando experimentalmente as características e a análise teórica da estrutura proposta.

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

# **POWER SOURCE OF A X-RAY TUBE FOR DENTAL DIAGNOSIS**

**ALCEU ANDRÉ BADIN**

October / 2004.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Source for X-ray tubes, transformer of high voltage and high frequency, -parallel resonant converter.

Number of Pages: 125.

**ABSTRACT:** This work presents a design and implementation of a power supply for a Dental X-ray Equipment. Initially, some general aspects of the operation and parameters, which have influence on the efficiency of the X-ray tube, are discussed.

Two types of converters are described as solutions. A design methodology for each stage of the system is suggested and digital simulation results. Are presented.

The experimental results obtained from two prototypes implemented according to the suggested design procedures are presented, verifying the characteristics and analysis of the proposed structure.

# Sumário

<b>INDÍCE DE FIGURAS</b>	<b>xii</b>
<b>INDICE DE TABELAS</b>	<b>xv</b>
<b>SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS</b>	<b>xvi</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 OS RAIOS X, A RADIOLOGIA E A ESPECIFICAÇÃO DA FONTE DE TENSÃO PARA UM TUBO DE RAIOS X.</b>	<b>3</b>
1.1 INTRODUÇÃO .....	3
1.2 PRODUÇÃO DE RAIOS X.....	4
1.3 ESPECTRO DA RADIAÇÃO X.....	7
1.3.1 ESPECTRO CONTÍNUO .....	7
1.3.2 ESPECTRO CARACTERÍSTICO .....	8
1.4 INTERAÇÃO COM A MATÉRIA .....	9
1.4.1 EFEITO FOTOELÉTRICO .....	9
1.4.2 ESPALHAMENTO COMPTON E THOMSON .....	9
1.4.3 PRODUÇÃO DE PARES.....	10
1.5 INTERAÇÕES COM ORGANISMOS VIVOS.....	11
1.6 FORMAÇÃO E QUALIDADE DA IMAGEM.....	12
1.6.1 RESOLUÇÃO ESPACIAL .....	12
1.7 ESPECIFICAÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO TUBO DE RAIOS X .....	13
1.7.1 ASPECTOS FÍSICOS DO TUBO DE RAIOS X.....	14
1.7.2 ESPECIFICAÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	15
1.7.3 SEQUÊNCIA DE ACIONAMENTO .....	19
1.8 CONCLUSÕES .....	19
<b>CAPÍTULO 2 TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA E ALTA TENSÃO</b>	<b>21</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	21
2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA UM TRANSFORMADOR DE ELEVADA TENSÃO .....	22
2.3 DIMENSIONAMENTO E CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS.....	25
2.4 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO .....	26
2.5 CONCLUSÕES .....	29
<b>CAPÍTULO 3 CONVERSOR BUCK CC-CC</b>	<b>30</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	30
3.2 TOPOLOGIA.....	30
3.2.1 CONVERSOR BUCK NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA .....	30
3.2.2 FORMAS DE ONDA.....	31
3.3 ANÁLISE GLOBAL .....	32
3.3.1 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA .....	37
3.4 METODOLOGIA DE PROJETO .....	37
3.4.1 ESCOLHA DOS COMPONENTES PASSIVOS.....	39

3.4.2	ESFORÇOS NOS COMPONENTES SEMICONDUTORES.....	40
3.4.3	CALCULO TÉRMICO DOS SEMICONDUTORES .....	41
<b>3.5</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR BUCK DA FONTE DE ALTA TENSÃO .....</b>	<b>43</b>
3.5.1	ESPECIFICAÇÕES .....	43
3.5.2	PROJETO .....	44
3.5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	45
<b>3.6</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR BUCK DA TENSÃO DE FILAMENTO .....</b>	<b>48</b>
3.6.1	ESPECIFICAÇÕES .....	48
3.6.2	PROJETO .....	49
3.6.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	49
<b>3.7</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>52</b>

## **CAPÍTULO 4 INVERSOR PARALELO RESSONANTE** **53**

<b>4.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>53</b>
<b>4.2</b>	<b>TOPOLOGIA.....</b>	<b>53</b>
4.2.1	OPERAÇÃO COM FO MAIOR QUE FS.....	54
4.2.2	OPERAÇÃO COM FO MENOR QUE FS.....	56
4.2.3	ANÁLISE GLOBAL SIMPLIFICADA .....	61
<b>4.3</b>	<b>PROJETO.....</b>	<b>65</b>
4.3.1	PONTO DE OPERAÇÃO .....	66
4.3.2	INDUTOR RESSONANTE ( $L_R$ ).....	66
4.3.3	CAPACITOR SÉRIE .....	67
4.3.4	INTERRUPTORES.....	67
<b>4.4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>68</b>
<b>4.5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>70</b>

## **CAPÍTULO 5 MODELAGEM E CONTROLE** **72**

<b>5.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>72</b>
<b>5.2</b>	<b>MODELAGEM .....</b>	<b>73</b>
5.2.1	MODELO DO INTERRUPTOR PWM [16] .....	73
5.2.2	MODELO DA FONTE PRINCIPAL .....	76
5.2.3	MODELO DA FONTE DO FILAMENTO .....	82
<b>5.3</b>	<b>CONTROLE DA FONTE PRINCIPAL.....</b>	<b>83</b>
<b>5.4</b>	<b>CONTROLE DA FONTE DO FILAMENTO .....</b>	<b>88</b>
<b>5.5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>90</b>
5.5.1	FONTE DE TENSÃO PRINCIPAL .....	91
5.5.2	FONTE DE TENSÃO DO FILAMENTO.....	93
<b>5.6</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>94</b>

## **CAPÍTULO 6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.** **96**

<b>6.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>96</b>
<b>6.2</b>	<b>CIRCUITOS DE COMANDO .....</b>	<b>96</b>
6.2.1	GERAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE PWM .....	96
6.2.2	DRIVERS DE COMANDO .....	98
6.2.3	PROTEÇÕES .....	101
<b>6.3</b>	<b>FONTE DE ALIMENTAÇÃO PRINCIPAL .....</b>	<b>102</b>
6.3.1	IMPLEMENTAÇÃO .....	102
6.3.2	LISTAGEM DE COMPONENTES .....	104

6.3.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	107
<b>6.4</b>	<b>FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO FILAMENTO.....</b>	<b>112</b>
6.4.1	IMPLEMENTAÇÃO.....	112
6.4.2	LISTAGEM DE COMPONENTES.....	114
6.4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	115
<b>6.5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>119</b>
<b>CONCLUSÃO GERAL</b>		<b>121</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>		<b>123</b>

## Índice de Figuras

Fig. 1.1 – Produção de Raios X em um tubo. [3] .....	5
Fig. 1.2 – Espectro produzido em um tubo para diferentes valores de kV. [4].....	5
Fig. 1.3 – Número de raios X versus corrente de ânodo-cátodo. [4].....	6
Fig. 1.4 - Espectro contínuo do Raio X para uma placa de tungstênio. [3].....	7
Fig. 1.5 – Espectro discreto do Raio X para uma placa de tungstênio. [3] .....	8
Fig. 1.6– Diagrama de blocos do equipamento. ....	15
Fig. 1.7 – Diagrama de blocos completo do circuito para alimentação do tubo de raios X.	17
Fig. 2.1 – Circuito equivalente de um transformador de alta frequência. ....	22
Fig. 2.2 – Circuito equivalente simplificado de um transformador de alta frequência. ....	23
Fig. 2.3 - Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada. ....	24
Fig. 2.4 - Resposta em frequência da fase da impedância de entrada. ....	25
Fig. 2.5 – Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada medida. ....	27
Fig. 2.6 – Resposta em frequência da fase da impedância de entrada medida. ....	28
Fig. 2.7 – Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada.....	28
Fig. 2.8 – Resposta em frequência da fase da impedância de entrada.....	29
Fig. 3.1 - Conversor CC-CC Buck. ....	30
Fig. 3.2 - Primeira etapa de operação do conversor Buck. ....	31
Fig. 3.3 - Segunda etapa de operação do conversor Buck. ....	31
Fig. 3.4 – Formas de onda para o conversor Buck no modo de condução contínua. ....	32
Fig. 3.5– Ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica. ....	34
Fig. 3.6 – Característica de saída do conversor Buck.[11].....	37
Fig. 3.7 – Modelo térmico de um semicondutor.....	41
Fig. 3.8 – Tensão na Carga. ....	45
Fig. 3.9 - Ondulação de tensão na carga.....	46
Fig. 3.10 - Corrente na carga. ....	46
Fig. 3.11 - Corrente no indutor buck. ....	47
Fig. 3.12 - Ondulação de corrente no indutor buck. ....	47
Fig. 3.13 - Correntes no interruptor S1 e no diodo de roda livre D1.....	48
Fig. 3.14 – Tensão na Saída.....	50
Fig. 3.15 - Ondulação de tensão na carga.....	50
Fig. 3.16 - Corrente na carga. ....	51
Fig. 3.17 - Corrente no indutor L. ....	51
Fig. 3.18 - Ondulação de corrente no indutor L1. ....	52
Fig. 4.1 – Inversor paralelo ressonante.....	53
Fig. 4.2 – Primeira etapa de funcionamento.....	54
Fig. 4.3 – Segunda etapa de funcionamento.....	55
Fig. 4.4 – Terceira etapa de funcionamento. ....	55
Fig. 4.5 – Quarta etapa de funcionamento.....	56
Fig. 4.6 – Principais formas de onda. ....	57
Fig. 4.7 – Primeira etapa de funcionamento.....	57
Fig. 4.8 – Segunda etapa de funcionamento.....	58
Fig. 4.9 – Terceira etapa de funcionamento.....	58
Fig. 4.10 – Quarta etapa de funcionamento.....	59
Fig. 4.11 – Quinta etapa de funcionamento.....	59
Fig. 4.12 – Sexta etapa de funcionamento.....	60
Fig. 4.13 – Principais formas de onda. ....	61
Fig. 4.14 – Circuito equivalente do Conversor CC-CA paralelo ressonante.....	61

Fig. 4.15 – Característica de saída do inversor paralelo ressonante.....	63
Fig. 4.16 – Característica de carga do inversor paralelo ressonante.....	64
Fig. 4.17 – Fase da corrente no indutor $L_r$ pela variação de carga $R_o$ .....	65
Fig. 4.18 – Tensão de saída do inversor paralelo ressonante.....	68
Fig. 4.19 – Corrente no indutor $L_r$ .....	69
Fig. 4.20 – Tensão sobre o capacitor série.....	70
Fig. 5.1 – Diagramas de blocos do controle das fontes de tensão principal e do filamento.....	72
Fig. 5.2 – Interruptores: controlado e não-controlado (a); interruptor PWM (b).....	73
Fig. 5.3 - Circuito equivalente do modelo do interruptor PWM para variações em $d$ .....	75
Fig. 5.4 – Circuito equivalente do modelo do interruptor PWM para valores para variação de $d$ .....	76
Fig. 5.5 - Conversor CC-CC buck.....	76
Fig. 5.6 – Circuito equivalente do Conversor buck usando o interruptor PWM.....	77
Fig. 5.7 – Conversor CC-CA paralelo ressonante.....	77
Fig. 5.8 – Etapas de operação do inversor paralelo ressonante para meio período de comutação.....	78
Fig. 5.9 – Circuitos equivalentes do inversor explicitando o interruptor PWM: $I_{Lr} > 0$ (a); $I_{Lr} < 0$ (b).....	78
Fig. 5.10 – Circuito equivalente do inversor usando o interruptor PWM.....	79
Fig. 5.11 - Circuito equivalente da fonte principal usando o modelo do interruptor PWM.....	79
Fig. 5.12 – Circuito equivalente para obtenção de $V_o(s)/d(s)$ .....	80
Fig. 5.13 – Circuito equivalente do Conversor buck usando o interruptor PWM para fonte do filamento.....	82
Fig. 5.14 – Lugar geométrico das raízes sem controlador.....	84
Fig. 5.15 – Diagrama de Bode em malha aberta.....	84
Fig. 5.16 - Resposta no tempo do modelo ao degrau unitário.....	85
Fig. 5.17 – Controlador PID escolhido.....	86
Fig. 5.18 – Lugar geométrico das raízes com controlador ajustado.....	87
Fig. 5.19 – Diagrama de Bode e de fase em laço aberto do sistema compensado.....	88
Fig. 5.20 – Diagrama de Bode e de fase da função de transferência da fonte do filamento.....	89
Fig. 5.21 - Diagrama de Bode e de fase da função de transferência com compensador.....	90
Fig. 5.22 – Resposta ao degrau unitário.....	90
Fig. 5.23 – Transitório de partida da fonte principal.....	91
Fig. 5.24 – Tensão de saída com transitório de carga de 50%.....	92
Fig. 5.25 – Corrente de saída durante transitório de carga.....	92
Fig. 5.26 – Ondulação na tensão de saída da fonte principal.....	93
Fig. 5.27 – Tensão de saída do conversor buck da fonte de filamento durante transitório de partida.....	93
Fig. 5.28 – Tensão de saída da fonte do filamento para um transitório de carga de 50%.....	94
Fig. 5.29 – Tensão de controle na partida e no transitório de carga.....	94
Fig. 6.1 - Diagrama de blocos do circuito integrado UC3525.....	97
Fig. 6.2 – Diagrama em blocos do driver IR2110.....	98
Fig. 6.3 – Conexões típicas para o driver IR2110.....	99
Fig. 6.4 – Diagrama em blocos do IR2125.....	100
Fig. 6.5 – Conexões típicas do driver IR2125.....	101
Fig. 6.6 – Proteções de sobrecorrente e sobretensão.....	102
Fig. 6.7 – Circuito de controle da razão cíclica do conversor buck principal.....	102
Fig. 6.8 – Circuito de driver do comando do conversor buck da fonte principal.....	103

Fig. 6.9 - Circuito de controle da razão cíclica do inversor paralelo ressonante.....	103
Fig. 6.10 – Circuito de Driver do comando do inversor paralelo ressonante.....	104
Fig. 6.11 – Circuito de potência da fonte principal.....	105
Fig. 6.12 – Foto do protótipo vista superior.....	108
Fig. 6.13 – Foto do protótipo da fonte de tensão principal vista lateral.....	108
Fig. 6.14 – Transitório de partida no primário do transformador.....	109
Fig. 6.15 – Tensão e corrente no primário para um quarto da potência nominal.....	109
Fig. 6.16 – Tensão e corrente em com carga nominal.....	110
Fig. 6.17 – Tensão na saída do secundário do transformador.....	110
Fig. 6.18 – Espectro harmônico da tensão do primário do transformador.....	111
Fig. 6.19 – Transitório de carga nominal para um quarto da nominal.....	111
Fig. 6.20 – Transitório de carga de um quarto para carga nominal.....	112
Fig. 6.21 – Curva de rendimento.....	112
Fig. 6.22 – Circuito de comando do conversor buck da fonte do filamento.....	113
Fig. 6.23 – Circuito de comando do inversor meia ponte.....	113
Fig. 6.24 – Circuito de potência da fonte do filamento.....	113
Fig. 6.25 – Foto do protótipo vista superior.....	115
Fig. 6.26 - Foto do protótipo vista lateral.....	116
Fig. 6.27 – Tensão de saída da fonte do filamento para carga nominal.....	116
Fig. 6.28 – Corrente de saída na fonte do filamento para carga nominal.....	117
Fig. 6.29 – Tensão na saída para um transitório de carga de 40W para 20W.....	117
Fig. 6.30 – Corrente na saída para um transitório de 40W para 20W.....	118
Fig. 6.31 – Tensão na saída para um transitório de carga de 20W para 40W.....	118
Fig. 6.32 – Corrente na saída para um transitório de 20W para 40W.....	119
Fig. 6.33 – Curva de rendimento.....	119

## Índice de Tabelas

Tabela 1.1 – Espectro das Ondas Eletromagnéticas [1].	3
Tabela 1.2 – Potenciais elétricos no tubo de raio X para diferentes aplicações.	6
Tabela 1.3 - Especificações Elétricas.	15
Tabela 1.4 - Especificações para o estágio de entrada.	16
Tabela 1.5 - Especificações para o conversor Buck.	17
Tabela 1.6 - Especificações para o inversor meia ponte.	18
Tabela 1.7 - Especificações para o conversor buck.	18
Tabela 1.8 - Especificações para o inversor ponte completa série ressoante.	19
Tabela 2.1 - Especificações do transformador de alta tensão.	25
Tabela 2.2 – Dimensionamento do transformador de alta tensão.	26
Tabela 3.1 – Especificações do conversor Buck da fonte principal.	43
Tabela 3.2 – Componentes calculados	44
Tabela 3.3 – Componentes comerciais escolhidos	44
Tabela 3.4 – Especificações do conversor Buck da fonte de alimentação do filamento de ânodo.	48
Tabela 3.5 – Componentes calculados	49
Tabela 3.6 – Componentes comerciais escolhidos	49
Tabela 4.1 - Especificações para o inversor ponte completa série ressoante.	65
Tabela 4.2 – Esforços de tensão e corrente nos elementos do inversor paralelo ressonante	67
Tabela 4.3 – Componentes comerciais escolhidos	68
Tabela 4.4 – Análise harmônica da tensão na carga.	69
Tabela 6.1 – Lista de componentes da fonte principal.	106
Tabela 6.2 – Lista de componentes da fonte do filamento.	114

## Simbologias e Abreviaturas

<i>Subíndices e modificadores</i>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
md	Refere-se ao valor médio da grandeza representada	(não definido)
pico	Refere-se ao valor de pico da grandeza representada	(não definido)
ef	Refere-se ao valor eficaz da grandeza representada	(não definido)
max	Refere-se ao valor máximo da grandeza representada	(não definido)
min	Refere-se ao valor mínimo da grandeza representada	(não definido)
^	Refere-se a uma perturbação na grandeza representada	(não definido)
<b>Capítulo 1 – Raios X, a Radiologia e Especificação de uma Fonte de Tensão para um Tubo de Raios X.</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\gamma$	Comprimento de onda	nm
$\mu$	coeficiente de absorção linear	$\text{cm}^{-1}$
$\rho$	densidade de massa do material	$\text{g/cm}^3$
$\mu_m$	coeficiente de absorção da massa	$\text{g/cm}^2$
C	contraste do indivíduo	adimensional
$I_o$	intensidade do feixe de raios X incidente	C/Kg
$I_x$	intensidade do feixe de raios X transmitido	C/Kg
$N_o$	número de fótons transmitidos através do objeto	adimensional
$N_s$	número de fótons transmitidos através do tecido circundante	adimensional
<b>Capítulo 2 – Transformador de Alta Frequência e Alta Tensão</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$C_1$	capacitância equivalente do enrolamento primário do modelo do transformador	$\mu\text{F}$
$C_{12}$	capacitância equivalente entre enrolamentos do modelo do transformador	$\mu\text{F}$
$C_2$	capacitância equivalente do enrolamento secundário do modelo do transformador	$\mu\text{F}$
$C_p$	capacitância equivalente do modelo do transformador	$\mu\text{F}$
$f_{op}$	freqüências de ressonância: paralela	kHz
$f_{os}$	freqüências de ressonância: série	kHz
kp	Fator de ocupação	Adimensional
$L_1$	indutância de dispersão do enrolamento primário do modelo do transformador	mH
$L_2$	indutância de dispersão do enrolamento secundário do modelo do transformador	mH
$L_d$	indutância de dispersão	mH

$L_m$	indutância de magnetização do modelo do transformador	mH
n:1	relação de transformação do modelo do transformador	adimensional
$R_1$	resistência do enrolamento primário do modelo do transformador	$\Omega$
$R_2$	resistência do enrolamento secundário do modelo do transformador	$\Omega$
$\omega$	freqüência do sinal de entrada no modelo do transformador	rad/s
$Z$	impedância de entrada do circuito equivalente do transformador	$\Omega$
<b>Capítulo 3 – Conversor Buck CC-CC</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\bar{I}_o$	Corrente de saída normalizada	adimensional
$\Delta I$	Ondulação de corrente no indutor buck	A
C	Capacitância de saída	$\mu F$
$C_s$	Capacitor série	F
D	Razão cíclica do conversor buck	adimensional
$f_c$	Freqüência de corte	Hz
$f_s$	Freqüência de comutação	Hz
$I_d$	Corrente no diodo buck	A
$I_D$	Corrente no diodo buck	A
$I_{Don}$	Corrente no interruptor durante a condução	A
$I_i$	Corrente na fonte de entrada	A
$i_L$	corrente instantânea sobre o indutor buck	A
$i_L(t)$	Função do tempo da corrente instantânea no indutor buck	A
$I_{Lef}$	Corrente eficaz no indutor buck	A
$I_o$	Corrente na saída do conversor buck	A
$I_{RM}$	Corrente direta sobre o diodo	A
$I_S$	Corrente no interruptor	A
L	Indutância do indutor buck	mH
$P_{com}$	Perdas durante a comutação de um semiconductor	W
$P_{cond}$	Perdas durante a condução de um semiconductor	W
$P_i$	Potência de entrada	W
$P_o$	Potência de saída	W
Rcd	Resistência térmica do contato do componente e do dissipador	$^{\circ}C/W$
Rda	Resistência térmica dissipador ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{DSon}$	Resistência de condução d um semiconductor	$\Omega$
Rjc	Resistência térmica junção-capsula do semiconductor	$^{\circ}C/W$
$R_o$	Resistência de carga	$\Omega$
RSE	Resistência série equivalendo do capacitor de saída	$\Omega$
t	tempo	S

$t_0$	Instante inicial da primeira etapa de funcionamento	s
$t_1$	Instante inicial da segunda etapa de funcionamento	s
$t_2$	Instante final da segunda etapa de funcionamento	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$t_b$	Tempo de recuperação do diodo	s
$T_c$	Temperatura de encapsulamento do semicondutor	$^{\circ}\text{C}$
$T_d$	Temperatura do dissipador do semicondutor	$^{\circ}\text{C}$
$t_f$	Tempo de comutação na entrada em condução	s
$T_j$	Temperatura de junção do semicondutor	$^{\circ}\text{C}$
$t_{on}$	tempo em que o interruptor está conduzindo	s
$t_r$	Tempo de comutação no bloqueio	s
$T_s$	período de comutação	s
$V_c(t)$	Função do tempo da tensão no capacitor de saída	V
$V_d$	Tensão no diodo buck	V
$V_{DSoff}$	Tensão sobre o interruptor durante o bloqueio	V
$V_F$	Tensão direta do diodo	V
$V_i$	Fonte de alimentação de entrada	V
$V_L$	Tensão no Indutor buck	V
$V_o$	Tensão de saída do conversor buck	V
$V_{RM}$	Tensão reversa máxima sobre o diodo	V
$\Delta I_L$	ondulação de corrente sobre o indutor buck	A
$\Delta V_c$	Ondulação de tensão no capacitor de saída	V
$\Delta V_L$	variação de tensão sobre o indutor buck	V
$\Delta V_o$	ondulação de tensão pico a pico na saída	V
$\eta$	Rendimento esperado no projeto	adimensional
<b>Capítulo 4 – Inversor Paralelo Ressonante</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$C_p$	Capacitância ressonante	F
$f_0$	Frequência de ressonância	Hz
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$G_i$	Ganho estático	adimensional
$L_r$	Indutância ressonante	H
$R_o$	Resistência de carga	$\Omega$
$t_0$	Instante inicial da primeira etapa de funcionamento	s
$t_1$	Instante inicial da segunda etapa de funcionamento	s
$t_2$	Instante inicial da terceira etapa de funcionamento	s
$t_3$	Instante inicial da quarta etapa de funcionamento	s
$t_4$	Instante inicial da quinta etapa de funcionamento	s
$V_{C0}$	Tensão inicial do capacitor ressonante	V
$V_{C1}$	Tensão no capacitor ressonante no instante $t_2$	V
$V_i$	Tensão de entrada	V
$V_o$	Tensão de saída do inversor paralelo ressonante	V
$w$	Frequência angular	rad/s
$w_0$	Frequência angular de ressonância	rad/s

$X_{Cr}$	Reatância do capacitor ressonante	$\Omega$
$X_{Lr}$	Reatância do indutor ressoannte	$\Omega$
<b>Capítulo 5 – Modelagem e Controle</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$A_{amost}$	Ganho da amostragem	adimensional
$D$	Razão cíclica	adimensional
$d$	Função da razão cíclica	adimensional
$D'$	Razão cíclica complementar	adimensional
$i_a(t)$	Corrente instantânea no terminal <b>a</b> do modelo do interruptor PWM	A
$i_c(t)$	Corrente instantânea no terminal <b>c</b> do modelo do interruptor PWM	A
$I_{Lr}$	Corrente no indutor ressonante	A
$i_p(t)$	Corrente instantânea no terminal <b>p</b> do modelo do interruptor PWM	A
$r_e$	Ressistência equivalente do interruptor PWM	$\Omega$
$v_{ap}(t)$	Tensão instantânea nos terminais <b>ap</b> do modelo do interruptor PWM	V
$V_c$	Tensão de controle	V
$v_{cp}(t)$	Tensão instantânea nos terminais <b>cp</b> do modelo do interruptor PWM	V
$V_{ref}$	Tensão de referência	V

<b>Abreviatura</b>	<b>Significado</b>
CA	Corrente alternada
CC	corrente contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
CI	Circuito Integrado
EMI	Interferência Eletromagnética
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
IP12E	Material magnético do fabricante thornton
MOSFET	<i>Metal-Oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i>
PWM	<i>Pulse width Modulation</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZCS	<i>Zero current switching</i>
ZVS	<i>Zero-voltage switching</i>

## **Introdução Geral**

O surgimento da Eletrônica de Potência, em meados do século XX, impulsionou uma revolução tecnológica que transformou o modo de vida de todos. A utilização de semicondutores operando como interruptores, ora bloqueados, ora em condução, com emprego de altas frequências, foi a chave para esta transformação. As conseqüências do uso desta técnica, foram o aumento no rendimento e uma elevada redução no tamanho de transformadores e elementos armazenadores de energia.

Há décadas pesquisadores, em âmbito nacional e internacional, despendem grandes esforços visando atender, de forma mais eficiente, requisitos como maior rendimento, menor custo e volume em conversores. Em paralelo, fabricantes de componentes continuamente projetam dispositivos mais eficientes para o processamento de energia. Os avanços tecnológicos, provenientes destes, proporcionou uma popularização rápida das fontes chaveadas. Hoje são encontradas numa ampla gama de projetos desde aplicações domésticas, como eletrodomésticos e computadores, passando por aplicações médicas, como equipamentos de diagnóstico e tratamento, até aeroespaciais, como satélites e espaçonaves.

Mais recentemente, uma aplicação específica tem se popularizado: o uso de equipamentos compactos para diagnóstico por raios X em consultórios odontológicos. Esses equipamentos, com emprego de Eletrônica de Potência, são de reduzido volume, podendo ser facilmente alocados em consultórios de dimensões relativamente pequenas. A tecnologia para compactação dos sistemas de raios X usa conversores de alta frequência que substituem os transformadores de baixa frequência, aplicados em tradicionais equipamentos médicos.

No presente trabalho, propõe-se o desenvolvimento de uma fonte de tensão chaveada para a alimentação de um equipamento de raios X para diagnósticos odontológicos. As características desejadas para este, são um reduzido volume, versatilidade e confiabilidade.

Sistemas que utilizam tecnologias similares existem no mercado, entretanto trata-se de equipamentos importados. A aplicação desta técnica na produção de tais equipamentos é inédita no Brasil. A nacionalização desta tecnologia é, portanto, um fator motivador preponderante nesta pesquisa.

No texto subsequente, os capítulos estão colocados em seqüência, pela ordem cronológica com que os estudos foram conduzidos durante a pesquisa. O primeiro capítulo apresenta um breve histórico sobre a radiologia, os conceitos físicos envolvidos,

características e técnicas utilizadas em diagnósticos. Por fim, apresenta-se a especificação técnica da fonte de alimentação para um sistema odontológico de diagnóstico por raios X.

No segundo capítulo realiza-se um estudo de transformadores de alta tensão e alta frequência, para a elevação de tensão a níveis necessários para o tubo de raios X. Além do projeto e características físicas do componente, é apresentado um modelo elétrico simplificado, utilizado no projeto dos conversores.

No terceiro capítulo apresenta-se o estudo, a caracterização, o projeto e a simulação dos conversores buck aplicados no equipamento.

No quarto capítulo é realizado um estudo do inversor paralelo ressonante, suas características de funcionamento, metodologia de projeto, dimensionamento de componentes e simulações numéricas. As malhas de controle e a modelagem dos sistemas são apresentadas no quinto capítulo.

No sexto capítulo apresenta-se a implementação dos conversores projetados, juntamente com os dados experimentais obtidos em bancada. E, ao final do trabalho, apresenta-se uma conclusão geral referente aos resultados da pesquisa e da implementação do protótipo.

# Capítulo 1

## Os Raios X, a Radiologia e a Especificação da Fonte de Tensão para um Tubo de Raios X.

### 1.1 Introdução

O físico Alemão Wilhelm Conrad Röntgen, em 1895, realizou experiências sobre a condução de eletricidade em gases com um tubo de raios catódicos. Em uma de suas experiências verificou uma luminescência que não é produzida pelos raios catódicos. Ele deduziu que havia descoberto uma nova fonte de energia e denominou-a de raios X, devido ao total desconhecimento da natureza dos raios até então. À medida que algumas das suas propriedades foram sendo descobertas, tornaram-se alvos de grande interesse por parte dos pesquisadores. Afetar filmes fotográficos, atravessar objetos “opacos” e finas camadas de metais foram algumas características dos raios X que atraíram cientistas.

Sabe-se hoje que os raios X são radiações eletromagnéticas com comprimento de onda entre  $10^{-8}$  e  $10^{-12}$  metros aproximadamente, ocupando o espaço entre as radiações ultravioletas e os raios gama. Eles apresentam propriedades típicas de ondas como polarização, interferência e difração da mesma forma que a luz e todas as outras radiações eletromagnéticas, podendo ser consideradas como ondas de certo comprimento ou fótons de energia [1].

**Tabela 1.1 – Espectro das Ondas Eletromagnéticas [1].**

Definição	Comprimento de onda
Raios gama	Menor que 1pm
Raios X	0,001 a 100nm
Ultravioleta	100 a 400nm
Visível	400 a 750nm
Infravermelho	0,75 a 1000 $\mu$ m
Micro-ondas	0,1 a 100 cm
Ondas de Rádio	1 a 1000 m

A região do espectro que compreende os raios X, apresenta as seguintes características: [2]

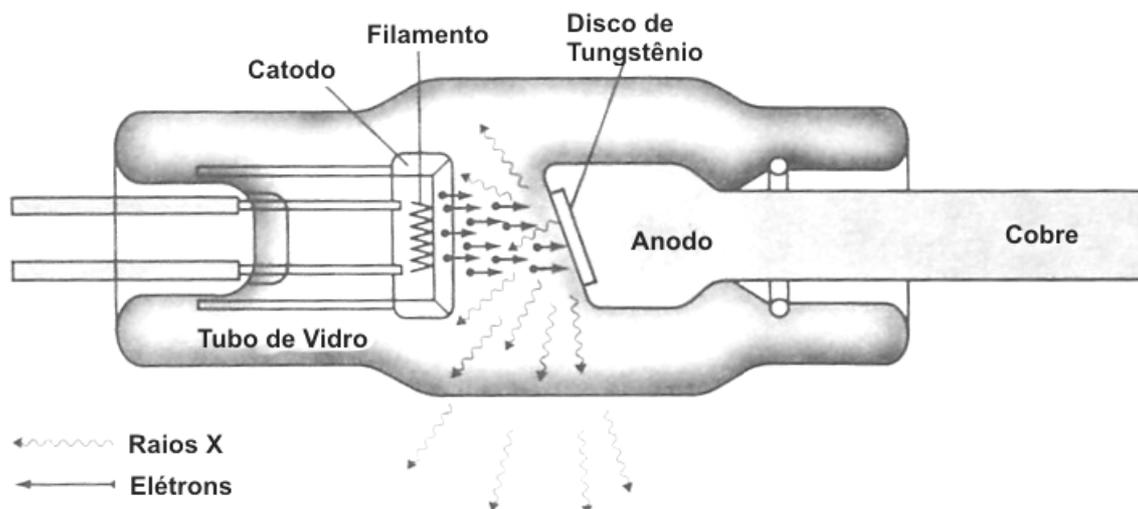
- Não é visível;
- Propaga-se em linha reta e à velocidade da luz;
- Não sofre desvio por lentes ou prismas;
- É uma radiação ionizante;
- Penetra na matéria;
- Existe na natureza e provém do espaço;
- Pode destruir células vivas.

## ***1.2 Produção de raios X***

Um raio X é produzido quando um elétron com a energia cinética suficiente, acelerado por um campo elétrico, é freado ao atingir um alvo metálico. A produção efetiva desse raio se dá quando a partícula, no caso o elétron, possui energia cinética elevada, na ordem de dezenas de keV, desacelerando-se rapidamente ao colidir com o alvo.

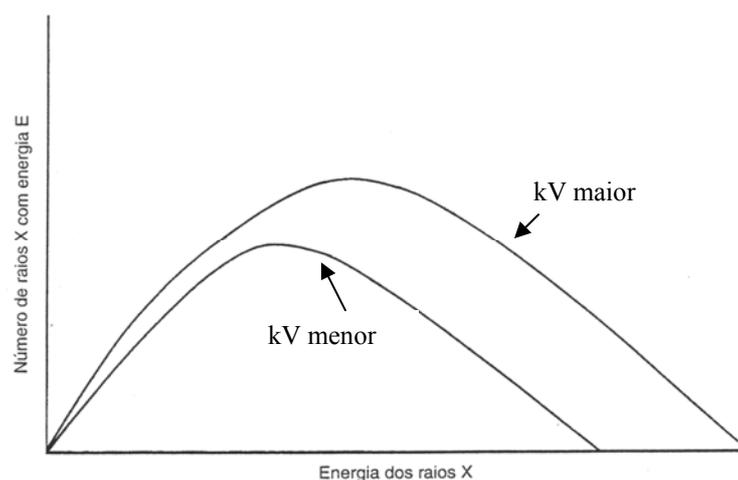
Um tubo de raios X é o dispositivo que utiliza este princípio para produção dos raios X. Dentro de um tubo, hermeticamente fechado, são colocados dois eletrodos. A partir de um deles, o cátodo, um filamento metálico emite elétrons termicamente. Estes são acelerados em direção ao outro eletrodo, o ânodo, mediante uma diferença de potencial entre cátodo e ânodo. Um espectro de radiação X é emitido do ânodo quando os elétrons são freados ao atingi-lo. A diferença de potencial entre ânodo e cátodo é de dezenas de kVolts. O vácuo no interior do tubo se faz necessário para que os elétrons possam ser acelerados livremente, sem colisão com outras partículas.

A radiação produzida, imediatamente após o choque dos elétrons no alvo, é chamada de radiação primária. Esses raios passam por filtros, que selecionam os que possuem energia adequada para sensibilizar o filme radiográfico. Este feixe filtrado é chamado de feixe útil. Existem também, as radiações secundárias, que são produzidas por raios X incidentes em outros materiais que não o filtro, ou ainda, produzidas pelo próprio tubo. A radiação secundária é indesejável, já que possui energia diferente do feixe útil.



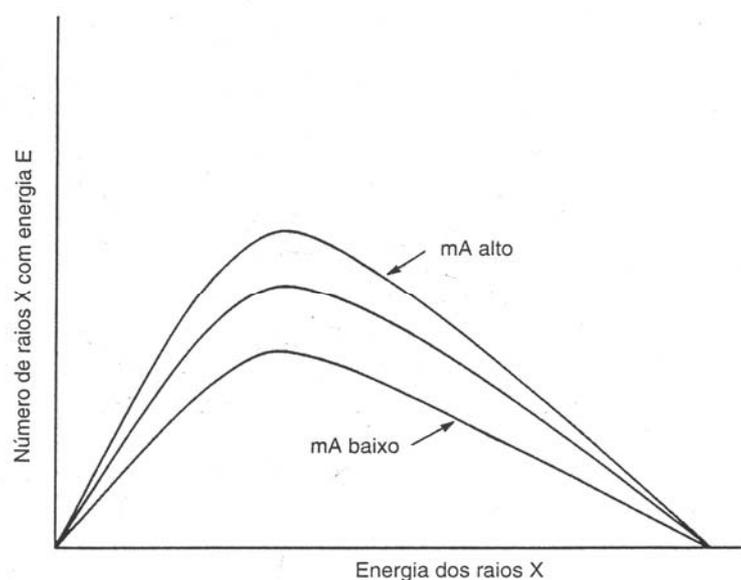
**Fig. 1.1 – Produção de Raios X em um tubo. [3]**

A variação da tensão de ânodo-cátodo, em kV, modifica a intensidade do feixe de raios emitidos, tanto a energia média como a energia máxima são alteradas. Na Fig. 1.2 é ilustrado o efeito da variação na tensão ânodo-cátodo sobre o espectro de raios X em um tubo.



**Fig. 1.2 – Espectro produzido em um tubo para diferentes valores de kV. [4]**

Alterações nos valores de corrente entre ânodo e cátodo, (mA), influenciam a quantidade de raios emitidos, não alterando o formato do espectro de energia. A Fig. 1.3 ilustra as alterações no espectro dos raios X resultantes versus alterações na corrente no tubo. A elevação da corrente aumenta apenas o número de raios.



**Fig. 1.3 – Número de raios X versus corrente de ânodo-cátodo. [4]**

Tradicionalmente, a alta tensão é obtida por um transformador elevador de tensão, cuja saída é retificada por uma ponte de diodos e ligada diretamente ao tubo. O transformador é ligado à rede, sendo assim de baixa frequência. A forma de onda de tensão aplicada ao tubo, é uma senóide retificada, possuindo, assim, uma ondulação elevada. Variações na tensão entre ânodo-cátodo contribuem para o espalhamento do espectro.

O potencial de aceleração varia com a finalidade dos raios X produzidos. Na tabela 1.2 são apresentados os potenciais, em kV, para cada aplicação específica. [5]

**Tabela 1.2 – Potenciais elétricos no tubo de raio X para diferentes aplicações.**

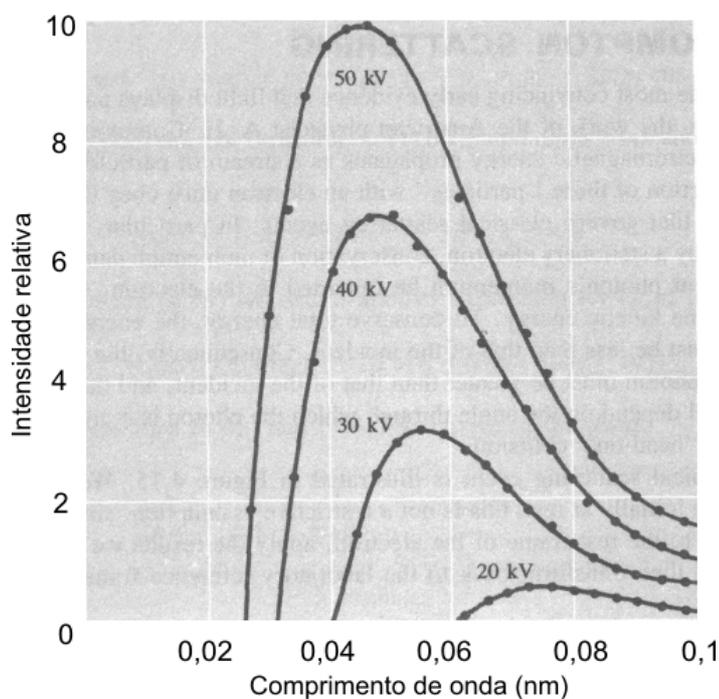
Cristalografia de Raios X	10 – 50
Radiografia Médica e odontológica	40 – 130
Radioterapia superficial	10 – 150
Radioterapia profunda	200 – 500
Radiografia industrial	200 – 2000

Em equipamentos médicos que exigem tensões e potências elevadas são usados transformadores e retificadores trifásicos para diminuir a ondulação de tensão e melhorar a qualidade da imagem produzida.

## 1.3 Espectro da Radiação X

### 1.3.1 Espectro Contínuo

A disposição das frequências, em ordem crescente, da radiação X emitida pelo processo de desaceleração de elétrons é chamada de espectro contínuo. Na Fig. 1.4 é apresentado esse espectro de um alvo de tungstênio para 4 valores diferentes de energia dos elétrons incidentes. Verifica-se que para uma dada energia dos elétrons incidentes há um mínimo  $\gamma_{\min}$  para o comprimento de onda. Embora a forma do espectro contínuo dependa também do material utilizado no ânodo, o  $\gamma_{\min}$  é função unicamente da energia dos elétrons que colidem no ânodo.



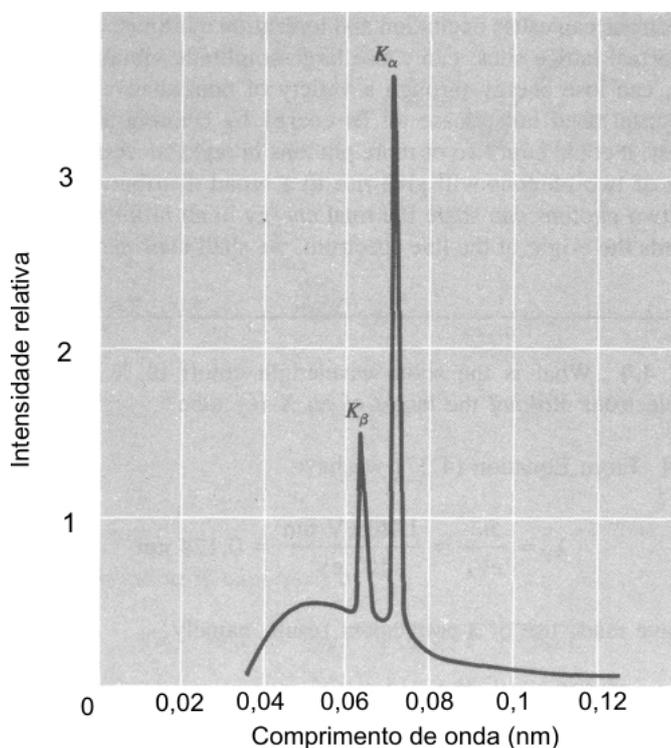
**Fig. 1.4 - Espectro contínuo do Raio X para uma placa de tungstênio. [3]**

Este fenômeno acontece porque os elétrons são freados de maneiras diferentes. Enquanto alguns podem perder toda a sua energia cinética em um único impacto, outros perdem somente depois de vários impactos, liberando assim fótons de diferentes energias, conseqüentemente, comprimentos de onda distintos. Quando um elétron fica em repouso apenas com um impacto toda a sua energia cinética é convertida em raios X, produzindo assim, um fóton de alta energia que corresponde a um comprimento de onda

$\gamma_{\min}$ .

### 1.3.2 Espectro Característico

Além do espectro contínuo, existe o discreto ou característico. Este espectro se sobrepõe àquele, produzindo picos de alta intensidade, como mostrados na Fig. 1.5.



**Fig. 1.5 – Espectro discreto do Raio X para uma placa de tungstênio. [3]**

Ao atravessar os átomos do ânodo, os elétrons do feixe incidente, suficientemente energéticos, podem eventualmente passar próximos aos elétrons das subcamadas internas do átomo. Devido à interação coulombiana entre o elétron do feixe e o elétron presente na subcamada interna, eventualmente, este pode ser ejetado do átomo. Desta forma o átomo fica num estado altamente excitado, fazendo com que elétrons de órbitas mais externas ocupem as lacunas eletrônicas provocadas pelo feixe incidente, para que o átomo volte ao estado fundamental.

Neste processo, o átomo pode emitir um conjunto de fótons com energia igual à da transição eletrônica ocorrida. Como a energia associada à transição eletrônica é característica de cada elemento, o espectro formado é chamado de característico. [1]

---

## **1.4 Interação com a Matéria**

Os fótons de um feixe de raios X paralelos que atravessam um material qualquer, podem interagir com este por meio de 4 processos diferentes: fotoelétrico, produção de pares, espalhamento Thomson e Compton. Os dois primeiros absorvem completamente os fótons, enquanto os dois últimos apenas espalham, mas todos removem fótons do feixe paralelo.

A seguir são apresentadas as características de cada um desses processos de interação entre raios X incidentes e a matéria.

### **1.4.1 Efeito Fotoelétrico**

O efeito fotoelétrico foi um importante passo no desenvolvimento das concepções sobre a natureza da luz e foi descoberto por Heinrich Hertz em 1887. Mais tarde, este fenômeno foi utilizado por Albert Einstein para contradizer aspectos da teoria eletromagnética clássica, propondo a dualidade da natureza das ondas eletromagnéticas. Foi também o experimento de Hertz o primeiro a confirmar a existência dessas ondas e a teoria de Maxwell sobre a propagação da luz.

No experimento de Hertz, verificou-se que uma descarga elétrica entre dois eletrodos ocorre mais facilmente quando se faz incidir sobre um deles, luz ultravioleta. Os fótons do feixe são absorvidos por elétrons dos eletrodos e são ejetados dos seus respectivos átomos. O efeito fotoelétrico consiste, portanto, na emissão de elétrons pela matéria sob a ação de ondas eletromagnéticas.

Na faixa dos raios X, a interação fotoelétrica diminui rapidamente com a elevação de energia e aumenta com o número atômico do material incidido. Esta é uma das razões para o uso de chumbo como blindagem de raios de alta energia, já que este possui um número atômico elevado (82).

### **1.4.2 Espalhamento Compton e Thomson**

Espalhamento é um processo duplo pelo qual um elétron absorve energia de uma onda eletromagnética e a irradia novamente como radiação espalhada. Uma onda eletromagnética transporta energia e quantidade de movimento e, se alguma energia for retirada da onda, uma quantidade de movimento correspondente também é retirada.

Experimentalmente, ao analisar a radiação eletromagnética que atravessa uma região onde existem elétrons livres, é observado que, além da radiação incidente,

apresenta-se uma outra radiação, de freqüência diferente. Essa nova radiação é interpretada como a radiação espalhada pelos elétrons livres. A freqüência da radiação espalhada é menor do que a freqüência incidente e, em consequência, o comprimento de onda da radiação espalhada é maior do que o comprimento de onda incidente. O comprimento de onda da radiação espalhada é também diferente para cada direção de espalhamento. Esse interessante fenômeno é chamado de efeito Compton, em homenagem ao físico americano A. H. Compton, que foi o primeiro a observar e analisar o efeito, no início da década de 1920.

Assim, o espalhamento de uma onda eletromagnética por um elétron pode ser visualizado como uma "colisão" entre a onda e o elétron, uma vez que implica em uma troca de energia e quantidade de movimento.

Quando o processo de espalhamento ocorre sem mudança do comprimento de onda do fóton incidente no elétron, ou seja quando a energia do fóton praticamente não se altera com a colisão, o espalhamento é chamado de Thomson. A denominação é em homenagem ao físico que desenvolveu, em 1900, uma teoria clássica de espalhamento de raios X por átomos.

O efeito Compton é predominante sobre o efeito Thomson quando as ondas estão na freqüência dos raios X e o alvo tem pequeno número atômico, que é o caso dos tecidos vivos. Nesses átomos os elétrons não estão fortemente ligados, sendo facilmente removidos por colisões com fótons de alta energia.

### **1.4.3 Produção de Pares**

Numa colisão, um fóton pode dar ao elétron toda a sua energia (efeito fotoelétrico) ou parte dela (efeito Compton). Um outro processo no qual os fótons perdem sua energia na interação com a matéria, é o processo de produção de pares. A produção de pares é também um ótimo exemplo da conversão de energia radiante em massa de repouso e energia cinética. Nesse processo, um fóton de alta energia perde toda sua energia em uma colisão com um núcleo, criando um par elétron-pósitron, com uma certa energia cinética. O pósitron é produzido com uma energia cinética um pouco maior que a do elétron, porque a interação coulombiana do par com o núcleo positivamente carregado causa uma aceleração do pósitron e uma desaceleração do elétron.

Os princípios utilizados foram a conservação da energia total relativística, a conservação do momento e a conservação da carga. Destas leis de conservação pode-se mostrar que um fóton não pode simplesmente desaparecer no espaço vazio, criando

um par. A presença do núcleo pesado é necessária para permitir que, tanto a energia quanto o momento, sejam conservados no processo.

A produção de pares é um fenômeno de altas energias, devendo os fótons estar na região de raios X de grande energia ou na região de raios Gama. [1]

## **1.5 Interações com Organismos Vivos**

Do ponto de vista do paciente que foi submetido a um diagnóstico radiológico, o mais importante é a quantidade de energia que seu organismo absorve da radiação X a que está exposto. A dose de radiação é uma medida da energia depositada, dada por Joules por quilograma, o que equivale a um Gray (Gy) no Sistema Internacional de Unidades.

Nos organismos vivos os raios X utilizados para diagnósticos interagem com a matéria especialmente através de absorção fotoelétrica ou pelo efeito Compton. Quando a energia do fóton é baixa (tensões abaixo de 60kV) predominam interações fotoelétricas. Acima de tensões de 200kV o efeito Compton é predominante, sendo responsável pela maior transferência de energia para o tecido vivo. No intervalo intermediário ambas as interações fornecem, praticamente, igual energia.

Quando o feixe de raios X atravessa um material de uma espessura  $d$  metros ocorre um decréscimo da intensidade deste dada pela lei experimental apresentada na equação (1.1).

$$I_x = I_o e^{-\mu d} \quad (1.1)$$

onde:

$I_o$  é a intensidade do feixe de raios X incidente, em C/Kg;

$I_x$  é a intensidade do feixe de raios X transmitido em C/Kg;

$\mu$  é o coeficiente de absorção linear (em  $\text{cm}^{-1}$ ) que depende da densidade do material e do comprimento de onda do raios X utilizado.

O  $\mu$  está relacionado com o coeficiente de absorção da massa ( $\mu_m$ ) dada pela equação(1.2).

$$\mu_m = \frac{\mu}{\rho} \quad (1.2)$$

onde:

$\rho$  é a densidade de massa do material em  $\text{g/cm}^3$ .

Os tecidos expostos recuperam-se geralmente com facilidade e sem inconvenientes. Entretanto, no caso de vazamento ou mesmo na radiação secundária existe o problema das mutações irreversíveis acumuladas nos genes das células reprodutoras. Deve-se, portanto, minimizar ao máximo a exposição do indivíduo aos raios X.

## **1.6 Formação e Qualidade da Imagem**

Uma imagem de raios X forma-se através de diferenças nas transmissões do feixe através de várias partes do corpo, e que atingem um detector. Diferenças de espessura ou na densidade do paciente originam diferenças na transmissão dos raios X, denominadas contraste do indivíduo.

O contraste do indivíduo (C) é definido pela equação (1.3).

$$C = \frac{N_o - N_s}{N_s} \quad (1.3)$$

onde:

$N_o$  é o número de fótons transmitidos através do objeto;

$N_s$  é o número de fótons transmitidos através do tecido circundante.

O contraste do indivíduo depende da espessura, densidade, composição do material, tensão de ânodo-cátodo e a filtragem do feixe.

Partes do corpo com maior espessura ou densidade possuem um maior contraste que áreas mais delgadas ou áreas de menor densidade. Materiais com elevados números atômicos possuem maior contraste em virtude do efeito fotoelétrico. [4]

As diferenças de contraste sensibilizam diferentemente o detector, formando, assim, uma imagem de diferentes contrastes.

### **1.6.1 Resolução Espacial**

A resolução espacial mede a separação mínima entre dois objetos quando mal podem ser distinguidos como dois objetos distintos. A resolução espacial é medida em pares de linhas por mm. Um par de linhas consiste em uma linha escura e outra clara. Dois objetos separados por uma distância igual à metade do inverso da resolução podem ser percebidos como dois objetos. Em todos os sistemas radiológicos de imagem, a falta

de nitidez ou borramento fará com que um ponto seja visualizado como uma mancha. Há quatro principais causas de falta de nitidez em radiografia: penumbra do ponto focal, borrosidade por absorção, borrosidade por movimento e detector.

A penumbra do ponto focal é causada pelo tamanho finito do ponto focal. Pontos focais menores produzem menores penumbras e podem ser usados para visualização de objetos menores. A falta de nitidez por absorção ocorre porque a maioria dos objetos *in vivo* possui bordas curvas [4]. As diferenças de absorção perto da borda causam uma borrosidade gradual da borda, em lugar de uma borda nítida. A falta de nitidez por movimento ocorre quando o objeto está se movimentando durante a exposição aos raios X.

A falta de nitidez por movimento pode ser reduzida mediante a diminuição do tempo de exposição. À medida que o tempo de exposição é reduzido, a carga sobre o ponto focal do ânodo aumenta, de forma que há um limite para a redução do tempo de exposição permitida em sistemas clínicos. A falta de nitidez em virtude do detector é produzida por uma dispersão da luz no sistema tela-filme ou pelo tamanho finito dos detectores de radiação em sistemas digitais de imagem.

## ***1.7 Especificações da Fonte de Alimentação do Tubo de Raios X***

A fonte de alimentação é o dispositivo que fornece energia elétrica para o tubo de raios X, permite a seleção da tensão aplicada entre ânodo e cátodo e controla a quantidade de raios X produzidos a partir da corrente entre ânodo e cátodo. O gerador tem três circuitos principais, inter-relacionados, que realizam as seguintes funções:

Circuito de filamento – fornece a energia necessária para aquecer o filamento do cátodo e liberar elétrons;

Circuito de alta tensão – fornece a alta tensão necessária para acelerar os elétrons do cátodo para o ânodo, para a produção dos Raios X;

Circuito de controle do tempo de exposição – controla a duração da produção dos raios X.

As especificações tem por finalidade definir as restrições de projetos afim de obter-se os componentes adequados para o conversor. Neste capítulo serão apresentadas as especificações e as topologias dos dois primeiros circuitos citados acima os quais serão projetados e implementados.

---

### 1.7.1 Aspectos Físicos do Tubo de Raios X

Um tubo de raios X é basicamente um tubo de vidro, com vácuo interno, onde os raios X são gerados. As principais partes constituintes, ou requisitos, de um tubo radiológico de raios X moderno, são:

- Envoltório de vidro ou metálico, fechado hermeticamente, com vácuo interno, isto é, um tubo onde os elétrons podem ser acelerados livremente sem excessivas colisões com moléculas de gás;
- Filamento do cátodo, feito por um fino fio de tungstênio, o qual libera elétrons, quando aquecido por uma corrente elétrica;
- Ânodo girante, constituído por uma fina camada de tungstênio sobre uma base de cobre e grafite. A própria base dentro do tubo é também o rotor, enquanto que o estator do motor de indução é situado fora do tubo;
- Blindagem do tubo, ou cápsula contendo o próprio tubo cercado por óleo isolante. Essa blindagem deve prevenir vazamento de radiação;
- Cabos de alta tensão, que interligam a fonte de alta tensão com os terminais do ânodo e cátodo;
- Janela do tubo, que permite a passagem dos raios X com mínima atenuação.

A maioria dos tubos de raios X atuais é equipada com ânodo girante, com exceção dos odontológicos, os quais ainda usam um ânodo estacionário. Esse tipo de ânodo consiste de um fino alvo metálico de tungstênio, imerso num bloco massivo de cobre. O bloco de cobre provê um suporte mecânico para o ânodo, bem como um meio para conduzir o calor para fora do mesmo.

#### 1.7.1.1 Tubo utilizado

O equipamento a que se destina a fonte em questão, é um aparelho de raio X panorâmico odontológico, com uma variação de tensão ânodo-cátodo de 60kV a 86kV e uma corrente de 4mA a 10mA. O tubo deste equipamento é o modelo OX/105-6 do fabricante italiano CEI (*Compagnia Elettronica Italiana*).[22]

O tempo de exposição máxima do paciente para este equipamento é de 19 segundos e o intervalo mínimo de uso entre uma radiografia e outra é de 6 minutos.

#### 1.7.1.2 Modelo elétrico

Devido ao pré-aquecimento do tubo recomendado pelo fabricante ele só é utilizado efetivamente em regime. Neste estado, o comportamento elétrico como carga é modelado por uma resistência pura entre ânodo-cátodo e no próprio filamento de cátodo. Desta forma, pode-se substituir o tubo por um resistor equivalente na análise de circuitos.

### 1.7.2 Especificações da Fonte de Alimentação

A Fig. 1.6 mostra o diagrama de blocos completo de um equipamento de raios X. A fonte recebe alimentação senoidal da rede e fornece à planta energia através de dois circuitos, principal e filamento. Além disso, a planta realimenta o sistema através da medição de duas variáveis: kV (tensão cátodo-ânodo) e mA (corrente cátodo-ânodo).

As especificações dos sinais elétricos de entrada e saída dos blocos relacionados à fonte são apresentados na Tabela 1.3.

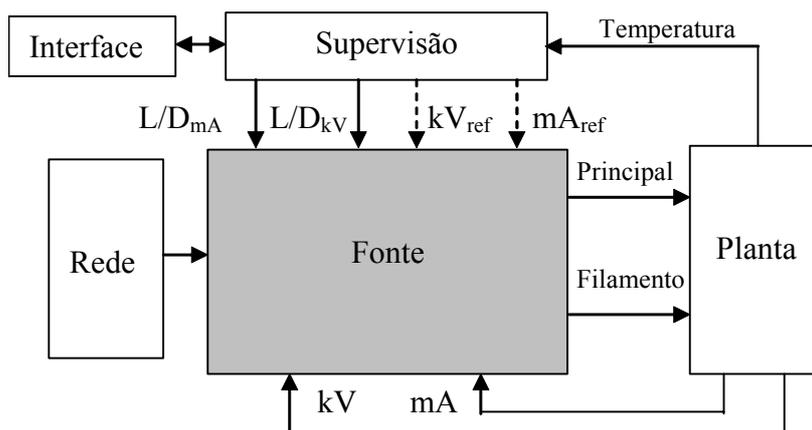


Fig. 1.6– Diagrama de blocos do equipamento.

Tabela 1.3 - Especificações Elétricas.

REDE	
TENSÃO DE ENTRADA	220V $\pm$ 20%
Freqüência de Entrada	47 a 63 Hz
Potência de Saída máxima	1075W (19 seg. ligado, 6 min. desligado)
FONTE	
Tensão/corrente no circuito principal	200Vac (pico) 10A (pico)
Tensão/corrente no filamento	10Vac (pico) 5A (pico)
Rendimento para carga nominal	>80%
Temperatura de Operação	0 - 50° C

Proteção de curto-circuito	Sim
Conexões, Dimensões, Fixação, Formato da Fonte	Não especificado
<b>SUPERVISÃO</b>	
$kV_{ref}$	0 – 5V (analógico)
$mA_{ref}$	0 – 5V (analógico)
L/D <sub>kV</sub>	0 – 5 (digital)
L/D <sub>mA</sub>	0 – 5 (digital)
<b>PLANTA</b>	
Medição kV	Isolado, amostrado do transformador de alta tensão
Medição mA	Amostragem da corrente no tubo.

Embora as dimensões não tenham sido especificadas, deve-se levar em consideração que o equipamento destina-se a consultórios odontológicos e, portanto, a compactação dos sistemas que o compõe é bem vinda.

### 1.7.2.1 Diagrama de Blocos da Fonte

A Fig. 1.7 mostra o diagrama de blocos completo da alimentação do tubo de raios X. A área sombreada corresponde à parte de baixa tensão, que será implementada ao final do projeto, juntamente com o transformador de alta tensão.

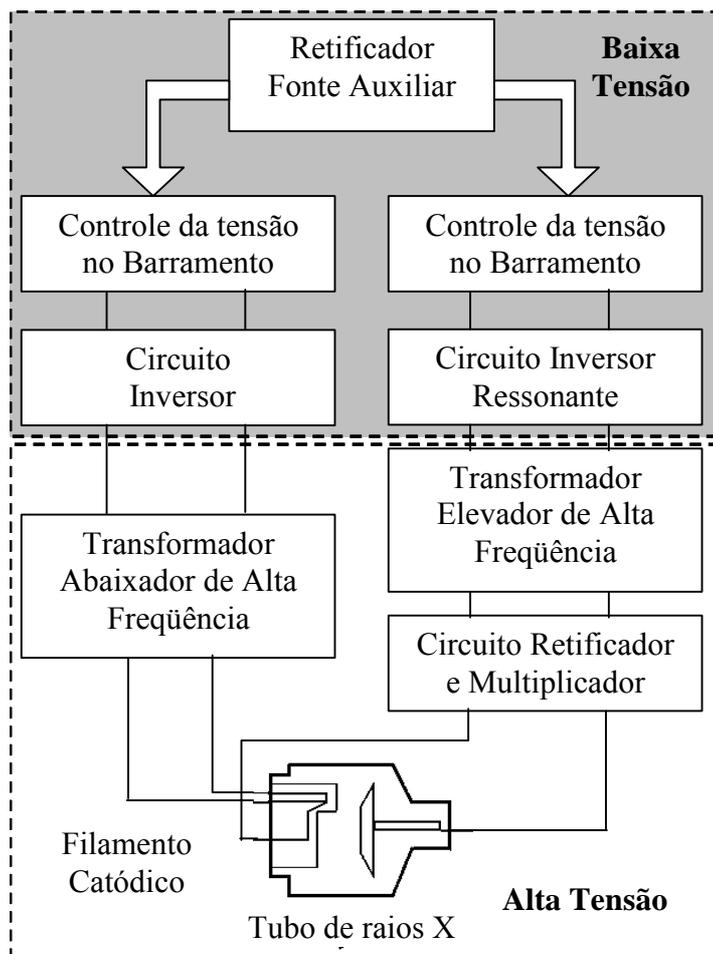
### 1.7.2.2 Estágio Retificador

O estágio de entrada será composto por um retificador convencional a quatro diodos, com filtro capacitivo e circuito de pré-carga. A tensão nominal de entrada será de  $220V \pm 20\%$ .

Na Tabela 1.4 são apresentadas as especificações para o retificador de entrada.

**Tabela 1.4 - Especificações para o estágio de entrada.**

Tensão de entrada	$220 \pm 20\%$
Tensão de saída	220 – 375Vdc
Potência de saída	1075W
Rendimento	>90%
Ondulação da tensão de saída	$10\% \times V_{min}$
Circuito de pré-carga do capacitor	Relé



**Fig. 1.7 – Diagrama de blocos completo do circuito para alimentação do tubo de raios X.**

### 1.7.2.3 Controle da Tensão no Barramento do Circuito Inversor do Filamento

O controle da tensão no barramento do circuito inversor do filamento catódico será realizado por um conversor do tipo buck, operando com frequência fixa e controle da tensão de saída por modulação de largura de pulso. As especificações são mostradas na Tabela 1.5.

**Tabela 1.5 - Especificações para o conversor Buck.**

Tensão de entrada	30 – 40V
Tensão de saída	10 – 20V (pico)
Potência de saída	50W
Frequência de chaveamento	80kHz
Rendimento	>80%
Ondulação da tensão de saída	<1%
Ondulação no indutor de filtro	10%

A utilização da topologia buck se deve à simplicidade e ao baixo custo, já que não é necessário isolamento galvânico neste estágio.

#### 1.7.2.4 Circuito Inversor do Filamento Catódico

O inversor de acionamento do circuito do filamento catódico será um inversor meia ponte, operando com frequência e razão cíclica fixas. As especificações para este conversor são indicadas na Tabela 1.6.

**Tabela 1.6 - Especificações para o inversor meia ponte.**

Tensão de entrada	10 – 20V
Tensão de saída	5 – 10V ( $\pm 2\%$ )
Corrente de saída	5A (pico)
Frequência de comutação	40kHz
Rendimento	>80%

#### 1.7.2.5 Controle da Tensão no Barramento da Fonte Principal

O controle da tensão no barramento do circuito inversor será realizado por um conversor do tipo buck, operando com frequência fixa e controle por modulação da razão cíclica. As especificações para este conversor são apresentadas na Tabela 1.7.

**Tabela 1.7 - Especificações para o conversor buck.**

Tensão de entrada	220 – 375Vdc
Ondulação na tensão de entrada	10%
Tensão de saída	100- 150V
Potência de saída	1075W
Frequência de comutação	40kHz
Rendimento	>0,9
Ondulação da tensão de saída	<1%
Ondulação no indutor de filtro	10%

#### 1.7.2.6 Circuito do Inversor de Acionamento do Tubo de Raios X

Para alimentar o transformador de alta tensão é necessário uma tensão com baixa distorção harmônica. Uma onda retangular, por exemplo, causaria elevadas perdas nos enrolamentos, bem como uma emissão elevada de EMI.(Interferência Eletromagnética)

Optou-se então por uma topologia ressonante, que apresenta na saída reduzida distorção harmônica.

A topologia escolhida para o inversor da alimentação do tubo de raios X é um inversor ponte completa paralelo ressonante, operando com frequência e razão cíclica constantes. A escolha dessa topologia se deve à existência de capacitâncias intrínsecas relevantes ao transformador de alta tensão presente na saída deste estágio. Esta não idealidade do transformador será aproveitada para produzir a etapa ressonante do conversor.

Na Tabela 1.8 é apresentada as especificações do inversor paralelo ressonante para a fonte principal.

**Tabela 1.8 - Especificações para o inversor ponte completa série ressonante.**

Tensão de entrada	100 - 200V
Tensão de saída (primário do transformador)	280V (pico)
Corrente de saída	13A (pico)
Máximo tempo de ligamento	19 seg.
Mínimo tempo para próximo acionamento	6 min
Frequência de comutação	20kHz
Rendimento	>0,9
Capacitância equivalente do transformador	Não especificado

### **1.7.3 Seqüência de acionamento**

A fim de minimizar a emissão de raios X ao extremamente necessário, realiza-se, primeiramente, o pré-aquecimento do filamento, alimentando-se o seu circuito. Somente após cerca de 1,8 segundos é realizada a alimentação do circuito principal de alta tensão.

Após os 19 segundos de exposição, desliga-se primeiramente o circuito principal e, após cerca de 100 ms, desliga-se também o circuito de filamento. Uma nova exposição só pode ocorrer após pelo menos 6 minutos.

## **1.8 Conclusões**

A tensão entre ânodo-cátodo no tubo de raios X é um dos fatores que influencia o espectro da radiação emitida. Um espectro estreito é desejável para obtenção de um feixe útil de maior qualidade. Além disso, a necessidade de filtros mais seletivos fica minimizada assim como a quantidade de radiações secundárias.

Por sua vez, a redução das radiações secundárias contribui para um tempo de exposição menor do paciente ao feixe útil. A absorção de raios X, portanto, é reduzida, diminuindo os prejuízos dos tecidos vivos do indivíduo.

As oscilações na tensão de ânodo-cátodo estão diretamente relacionadas ao contraste da imagem obtida por radiografia. Feixes de diferentes energias sensibilizam o filme de forma diferente, diminuindo o contraste e a resolução espacial.

É desejável, portanto, uma tensão de ânodo-cátodo contínua, com reduzida ondulação e livre de oscilações.

Neste capítulo foram determinados os requisitos e especificações básicas para uma fonte utilizada na alimentação de um tubo de raios X. Foram descritos os estágios de entrada, regulação dos barramentos CC, bem como os estágios inversores, todos pertencentes ao lado de baixa tensão.

As especificações aqui descritas serão utilizadas para o estudo e o projeto subsequente da fonte em questão.

## Capítulo 2

### Transformador de Alta Frequência e Alta Tensão

#### 2.1 Introdução

Além da adequação de tensões o transformador tem o propósito de isolar a alta tensão do secundário do restante do sistema, que eventualmente estão mais próximos dos operadores e dos usuários. Devido aos valores de tensões utilizados, este isolamento é de grande importância para segurança e confiabilidade do equipamento, sendo um item de preocupação no projeto do transformador.

As não idealidades dos transformadores de alta frequência são características bem conhecidas na eletrônica de potência. Oscilações de tensões que provocam sobretensões em interruptores, geração de interferência eletromagnética e redução de rendimento são alguns dos efeitos da indutância de dispersão presente nos transformadores em questão.

Para simplificar, na análise das topologias isoladas adota-se um modelo equivalente de dois elementos para o transformador: Indutância de dispersão e de magnetização equivalentes, referidas ao primário ou ao secundário. Este modelo ignora resistências e capacitâncias intrínsecas, já que seus valores são, na maioria dos casos, desprezíveis.

Entretanto, em transformadores de alta tensão a relação de transformação e o número de espiras do secundário são elevados. As capacitâncias distribuídas entre enrolamentos, camadas e espiras passam a ter grande importância, não sendo desprezíveis. A relação de transformação intensifica as capacitâncias parasitas quando estas são referidas do secundário de alta tensão para o primário de baixa tensão. [8]

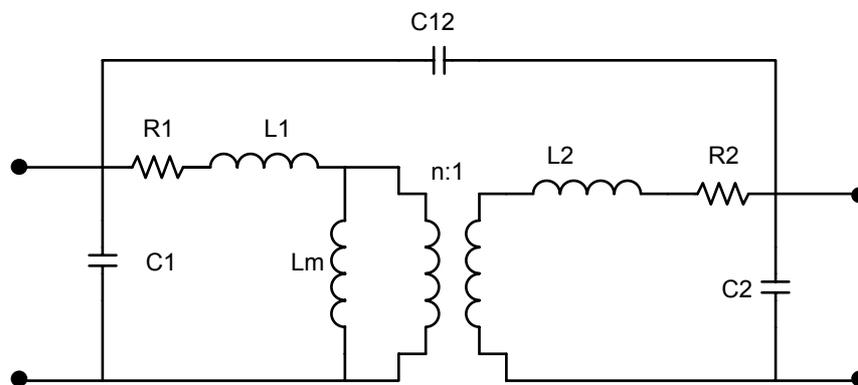
O efeito indesejável causado pela presença da capacitância intrínseca é a dissipação da energia armazenada nessas capacitâncias durante a comutação dos interruptores, afetando o rendimento do conversor. No caso de um conversor ressonante pode ocorrer uma elevação da tensão sobre o primário do transformador. Em algumas estruturas, também, influencia na obtenção da comutação suave. Para evitar o aparecimento destes fenômenos indesejáveis no conversor, a topologia utilizada deve absorver, além da indutância de dispersão, a capacitância intrínseca, fazendo com que os efeitos destas não idealidades sejam previstos no projeto.

Neste capítulo, define-se um modelo simplificado para o transformador de alta frequência com elevada tensão que contempla a capacitância intrínseca. Também é

apresentado um procedimento experimental para obtenção dos parâmetros modelados e considerações importantes para implementação.

## **2.2 Circuito Equivalente para um Transformador de Elevada Tensão**

Em frequências elevadas tem-se o circuito equivalente genérico de um transformador conforme apresenta-se na Fig. 2.1.



**Fig. 2.1 – Circuito equivalente de um transformador de alta frequência.**

Onde:

$R_1$  e  $R_2$  - são as resistências dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente;

$L_1$  e  $L_2$  - são as indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente;

$L_m$  - é a indutância de magnetização;

$C_1$  e  $C_2$  - são as capacitâncias equivalentes dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente;

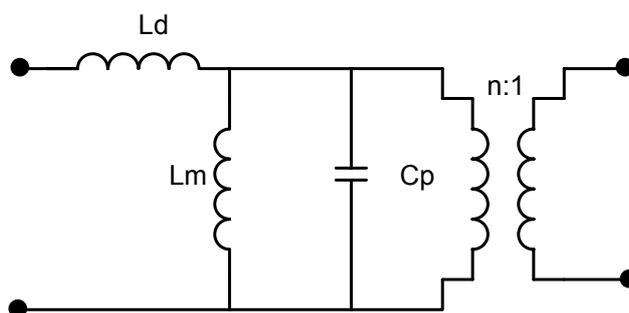
$C_{12}$  - é a capacitância equivalente entre enrolamentos;

$n:1$  - é a relação de transformação.

Em certas aplicações, vários parâmetros do circuito equivalente podem ser desprezados e em outras precisam ser incluídos. Para a análise das etapas de operação de um conversor isolado com transformador de alta tensão, busca-se um modelo equivalente simplificado para sua representação. Neste sentido, algumas simplificações no circuito equivalente apresentado anteriormente podem ser feitas. [9]

Como o objetivo é apenas a análise do princípio de funcionamento da topologia, as perdas no cobre dos enrolamentos podem ser desprezadas. Assim, são removidas as resistências  $R_1$  e  $R_2$  do circuito equivalente genérico.

Referindo os parâmetros do secundário para o primário as indutâncias de dispersão podem ser substituídas por uma equivalente. As capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_{12}$  também são substituídas por uma equivalente. Desta forma, o transformador de alta frequência e alta tensão pode ser simplificado por um modelo equivalente de três elementos como apresentado na Fig. 2.2.



**Fig. 2.2 – Circuito equivalente simplificado de um transformador de alta frequência.**

Onde:

$L_d$  – é a indutância de dispersão;

$L_m$  – é a indutância de magnetização;

$C_p$  – é a capacitância equivalente.

Aplicando análise de circuitos no circuito equivalente simplificado obtém-se a impedância vista pela entrada, com o secundário em aberto, dada por:

$$Z = \frac{(L_d \cdot L_m \cdot C_p \cdot (j \cdot \omega)^3 + (L_d + L_m) \cdot j \cdot \omega}{L_m \cdot C_p \cdot (j \cdot \omega)^2 + 1} \quad (2.1)$$

onde:

$Z$  – é a impedância de entrada;

$$j = \sqrt{-1};$$

$\omega$  - é a frequência do sinal de entrada em rad/s.

Do circuito equivalente simplificado pode-se observar que existem duas frequências de ressonância: uma paralela ( $f_{op}$ ) e outra série ( $f_{os}$ ). Estas frequências podem ser dadas pelas equações (2.2) e (2.3), respectivamente.

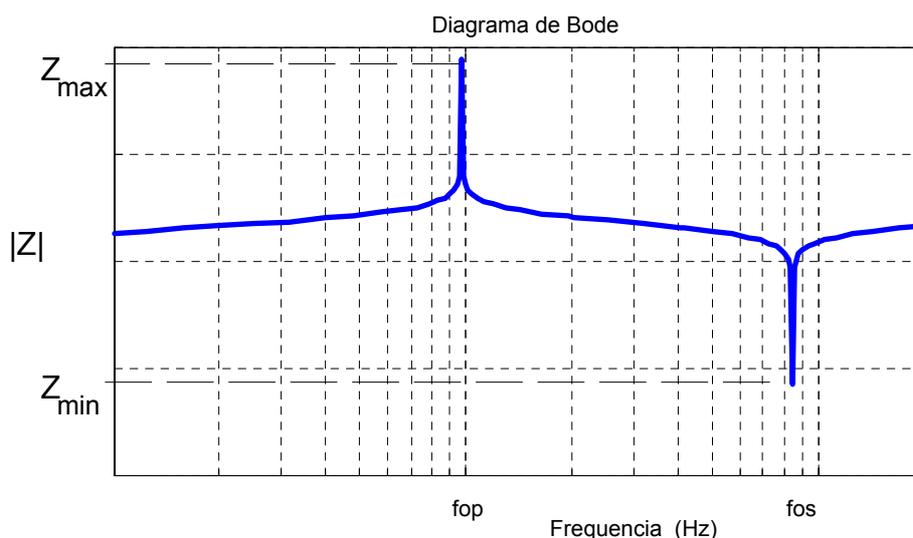
$$f_{op} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_m.C_p}} \quad (2.2)$$

$$f_{os} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_d.C_p}} \quad (2.3)$$

Isolando os parâmetros  $L_m$ ,  $C_p$  e  $L_d$  nas equações (2.2) e (2.3), substituindo na equação (2.1), e aplicando álgebra pode-se determinar que:

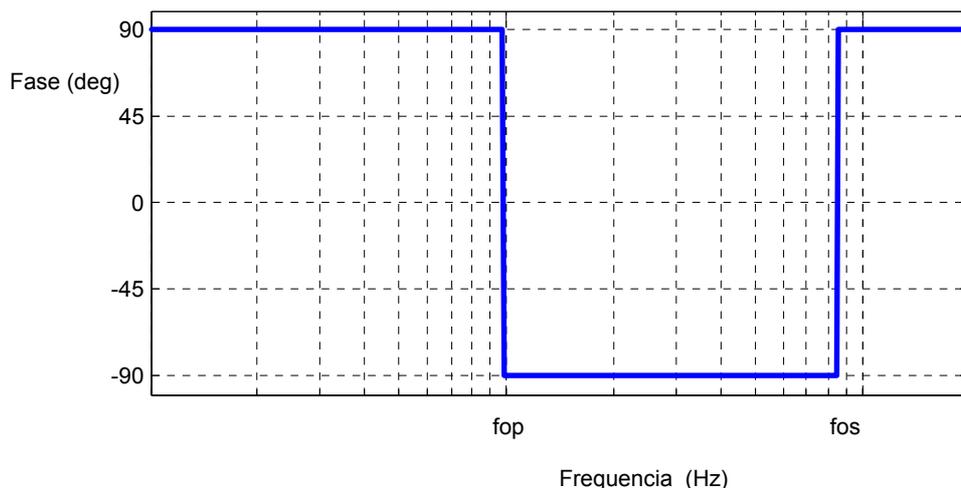
$$Z = j.w. \left[ \frac{(w^2 - 4.\pi^2.f_{op}^2) - 2.\pi.f_{os}}{(w^2 - 4.\pi^2.f_{op}^2).4.\pi^2.f_{os}^2.C_p} \right] \quad (2.4)$$

A resposta em frequência (módulo e fase) típica de um transformador de elevada tensão, obtida através da equação (2.4) é apresentada nas Fig. 2.3 e Fig. 2.4.



**Fig. 2.3 - Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada.**

A máxima impedância é obtida na frequência de ressonância paralela. Nesta frequência a carga altera sua característica indutiva para capacitiva fazendo com que a fase passe de  $90^\circ$  para  $-90^\circ$ . Na ressonância série tem-se a mínima impedância de entrada, e a fase altera-se de uma característica capacitiva para indutiva. Como a indutância de dispersão é sempre menor que a indutância de magnetização, a frequência de ressonância paralela aparece antes da frequência de ressonância série.



**Fig. 2.4 - Resposta em frequência da fase da impedância de entrada.**

### ***2.3 Dimensionamento e Características Construtivas***

Para o dimensionamento do transformador foi utilizada a metodologia tradicional apresentada em [10]. O material do núcleo utilizado é do fabricante Thornton, material IP12E que tem as principais características apresentadas em [22]. Na Tabela 2.1 são apresentadas as especificações do transformador de alta tensão

**Tabela 2.1 - Especificações do transformador de alta tensão.**

Material do núcleo	Thornton IP12-E
Potência de saída	900W
Tensão de pico no Primário	260V
Tensão de pico no secundário	4600V
Relação de transformação	18
Corrente eficaz no primário	13A (determinado por simulação)
Frequência de comutação	20kHz
Rendimento esperado	95%

Na Tabela 2.2 são apresentados os dados finais do dimensionamento do transformador.

A implementação do transformador requer cuidados especiais devido às tensões elevadas. O isolamento tradicional de fios de cobre esmaltados é inadequado para as tensões em questão, sendo necessário adicionalmente um isolamento entre camadas de enrolamentos.

**Tabela 2.2 – Dimensionamento do transformador de alta tensão.**

<b>Núcleo</b>		Thornton E-76 IP12-E		
<b>Enrolamentos</b>				
	<i>Número</i>	<i>Espiras</i>	<i>Fio</i>	<i>Fios em paralelo</i>
Primário	1	17	AWG24	20
Secundário	4	306	AWG30	1
Medição	1	3	AWG30	1

A presença de isolamentos extras entre camadas, tem como conseqüência um aproveitamento pouco eficiente da área disponível para os enrolamentos. Para compensar, o fator de ocupação (kp) deve ser reduzido. Empiricamente o fator de ocupação escolhido foi de 0,2, o que equivale a menos da metade do valor tradicionalmente usado para transformadores de baixa tensão.

## ***2.4 Obtenção dos Parâmetros do Circuito Equivalente Simplificado***

Para a análise de um conversor isolado com transformador de alta tensão, é necessário determinar os valores das indutâncias e capacitâncias parasitas presentes. Portanto, é preciso fazer uma estimativa desses parâmetros para que o comportamento do conversor não seja inadequado.

A medição da capacitância dos enrolamentos de um transformador de elevada tensão não pode ser realizada diretamente devido à configuração do circuito equivalente, visto anteriormente.

Um método indireto, para determinação dos parâmetros, é medir a indutância de magnetização do transformador, utilizando uma frequência reduzida (1kHz), para minimizar a influência da capacitância intrínseca. Nesta medida considera-se desprezível a indutância de dispersão.

Em seguida, com a utilização de um analisador de impedância, pode-se determinar as frequências de ressonância série e paralela através da resposta em frequência da entrada do transformador operando com o secundário aberto. [8]

Com a determinação da indutância de magnetização e as frequências de ressonância, pode-se determinar a capacitância equivalente e a indutância de dispersão pelas equações (2.5) e (2.6).

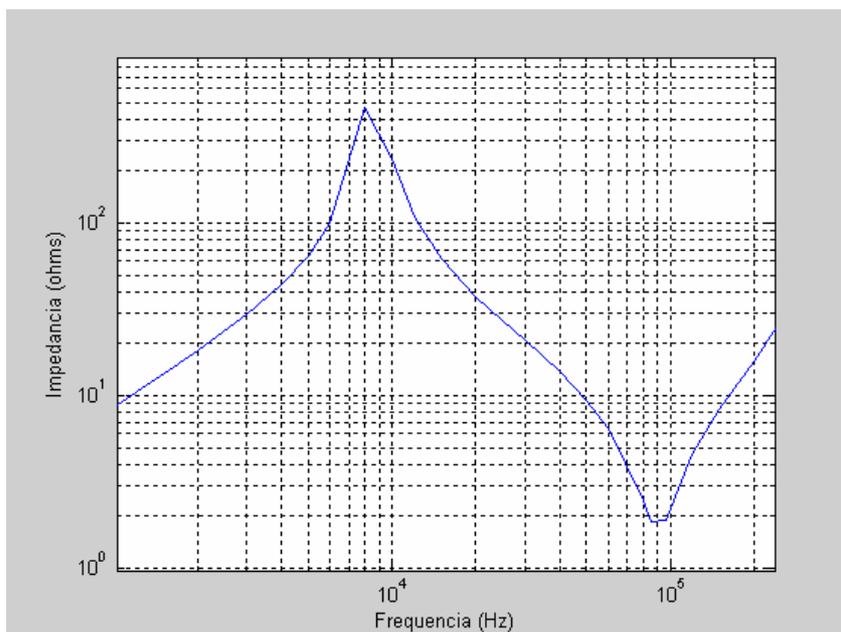
$$C_p = \frac{1}{4.\pi^2 . f_{op}^2 . L_m} \quad (2.5)$$

$$L_d = \frac{1}{4.\pi^2 . f_{os}^2 . C_p} \quad (2.6)$$

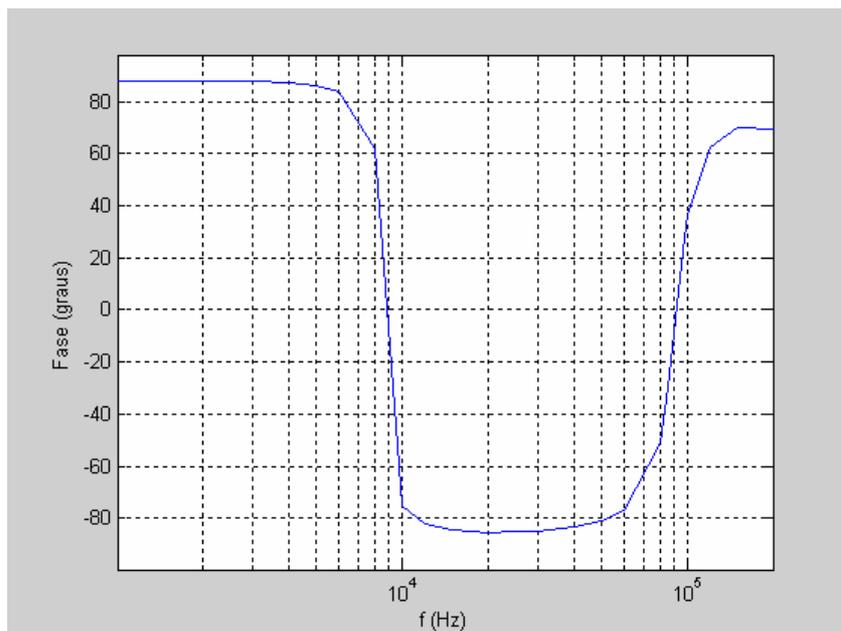
Este método foi empregado no transformador de alta tensão projetado neste trabalho. A indutância de magnetização medida com o analisador de impedância, adotando um circuito equivalente L-R série e uma frequência de operação de 1 kHz, foi de:

$$L_m = 1,4mH$$

Nas Fig. 2.5 e Fig. 2.6 são apresentadas o módulo e a fase da impedância de entrada do transformador de alta tensão construído. Foram medidos com um analisador de impedância, mantendo-se o secundário em aberto, conforme procedimento descrito anteriormente.



**Fig. 2.5 – Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada medida.**



**Fig. 2.6 – Resposta em frequência da fase da impedância de entrada medida.**

As frequências de ressonância, a partir do gráfico do módulo, são dadas por:

$$f_{op} = 8kHz$$

$$f_{os} = 90kHz$$

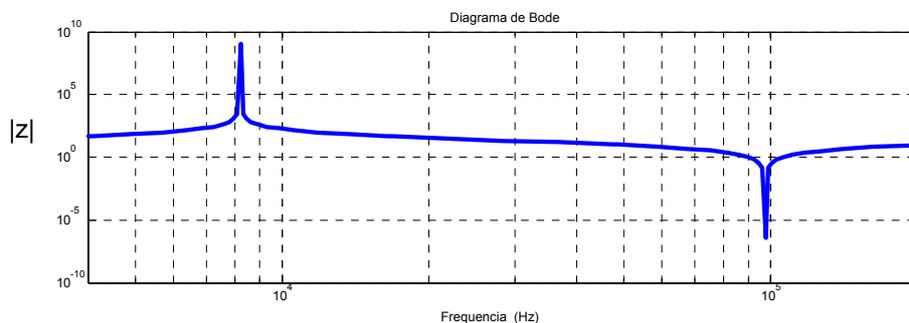
A capacitância equivalente calculada pela equação (2.5) é igual a:

$$C_p = 268nF$$

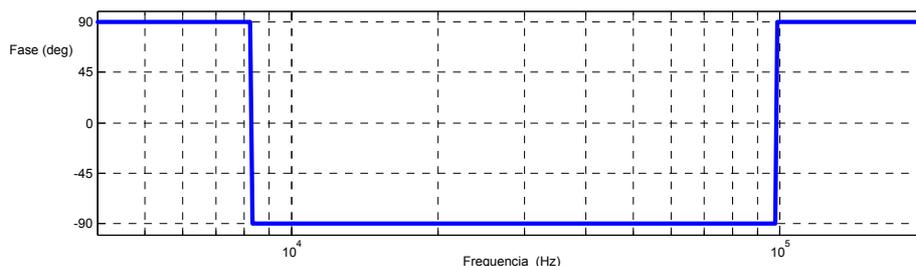
A indutância de dispersão obtida por meio da equação (2.6) é dada por:

$$L_d = 10\mu H$$

Com os valores obtidos pode-se traçar os gráficos de módulo e fase teórico para o modelo simplificado adotado. Esses gráficos são apresentados nas Fig. 2.7 e Fig. 2.8.



**Fig. 2.7 – Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada.**



**Fig. 2.8 – Resposta em frequência da fase da impedância de entrada.**

Os modelos obtidos apresentam os pontos de ressonância bem definidos, iguais às medidas no transformador projetado demonstrando, assim, a validade do modelo utilizado. As diferenças entre os valores absolutos do modelo e das medições realizadas no transformador ocorrem próximas das frequências de ressonância e se devem as simplificações nos elementos que representam as perdas nos enrolamentos, bem como outras não idealidades não modeladas.

## **2.5 Conclusões**

Neste capítulo analisou-se um transformador de alta tensão e definiu-se um modelo equivalente simplificado. Por meio de experimentos e da metodologia apresentada, ensaiou-se um transformador de alta tensão e foram determinados os parâmetros do mesmo.

Com o modelo obtido, pode-se analisar o funcionamento do conversor isolado com este transformador, avaliando a influência dos elementos indesejados nas etapas de operação.

O transformador implementado apresentou aquecimento superior ao previsto. Isso se deve as perdas por corrente de fuga entre enrolamentos e camadas, que não são previstas em projetos convencionais. Este efeito é considerável devido ao número elevado de camadas e as maiores tensões entre espiras e entre camadas.

# Capítulo 3

## Conversor Buck CC-CC

### 3.1 Introdução

O conversor buck é também conhecido como abaixador de tensão, pois produz na saída um valor médio inferior ao valor médio da entrada. Outra característica importante deste conversor, é a simplicidade e o baixo custo, fatores fundamentais para escolha desta topologia.

A estrutura buck apresenta como uma desvantagem a falta de uma ligação do interruptor com o terra do circuito, exigindo assim, isolamento no comando. Outro fator negativo é o fato de se tratar de uma estrutura não isolada.

Neste capítulo é apresentada a análise detalhada do conversor, a metodologia de projeto, o dimensionamento do conversor buck da fonte principal e da tensão de filamento, bem como resultados de simulações.

### 3.2 Topologia

A Fig. 3.1 mostra a estrutura básica do conversor CC-CC do tipo buck.

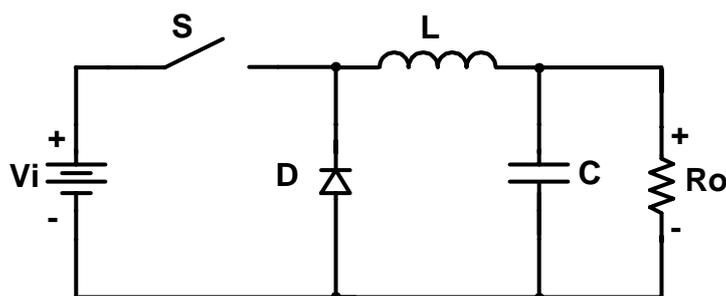


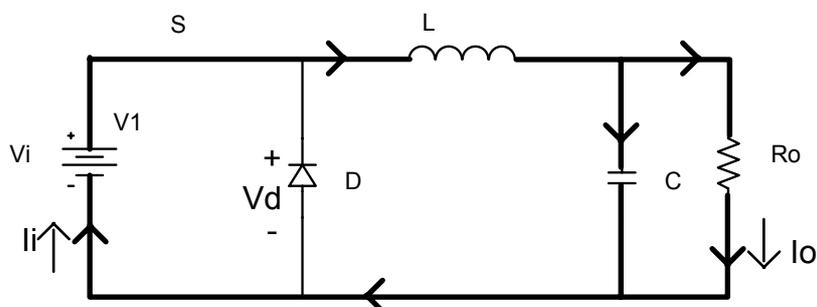
Fig. 3.1 - Conversor CC-CC Buck.

#### 3.2.1 Conversor Buck no modo de condução contínua

O funcionamento do conversor será descrito por meio de suas etapas de operação, ilustradas nas Fig. 3.2, Fig. 3.3 e Fig. 3.4.

### Primeira etapa: ( $t_0, t_1$ )

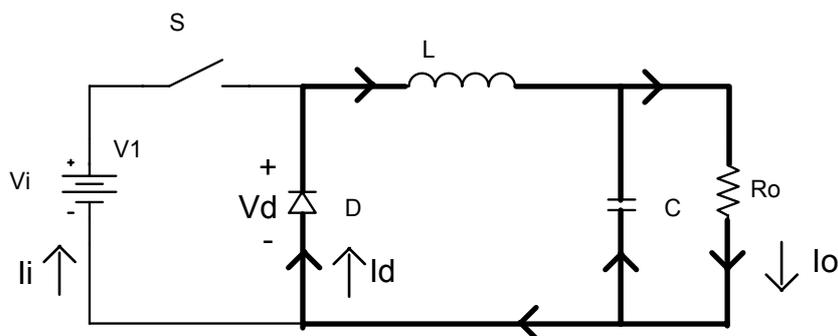
Na primeira etapa de operação o interruptor S encontra-se fechado e a corrente de carga circula pela fonte  $V_i$ . Nesta etapa ocorre a transferência de energia da fonte  $V_i$  para a carga  $R_o$ . A sua representação é exibida na Fig. 3.2.



**Fig. 3.2 - Primeira etapa de operação do conversor Buck.**

### Segunda etapa: ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S abre e a corrente de carga circula pelo diodo D (etapa de roda livre). A ausência do diodo provocaria tensões destrutivas sobre o interruptor na transição da primeira para a segunda etapa. Esta etapa é representada na Fig. 3.3



**Fig. 3.3 - Segunda etapa de operação do conversor Buck.**

## **3.2.2 Formas de Onda**

As principais formas de onda do conversor Buck são mostradas na Fig. 3.4. Nesta representação foi desconsiderado o transitório inicial, apresentando as formas de onda, apenas, em regime permanente.

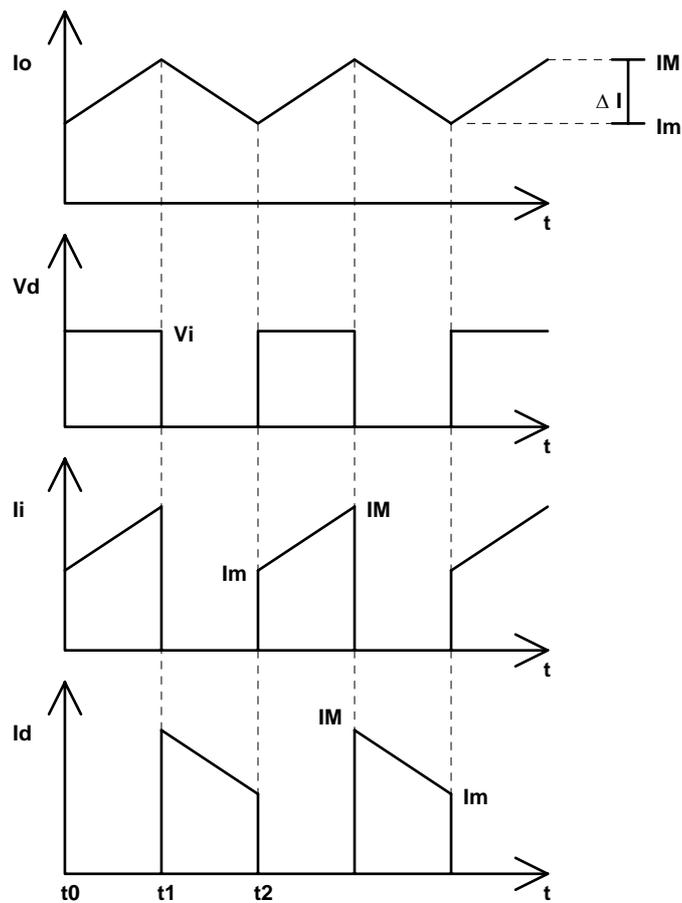


Fig. 3.4 – Formas de onda para o conversor Buck no modo de condução contínua.

### 3.3 Análise Global

Para o desenvolvimento de uma análise quantitativa do conversor Buck, supor-se-á este em regime permanente. As perdas dos componentes também serão desconsideradas.

Seja a razão cíclica  $D$  definida conforme equação (3.1).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1)$$

onde:

$t_{on}$  é o tempo em que o interruptor está conduzindo;

$T_s$  é o período de comutação.

A tensão  $V_o$  pode ser obtida a partir da equação.

Admitindo uma tensão de saída constante, por simplificação, a tensão no indutor  $L$  ( $V_L$ ) é dada por:

$$V_L = L \cdot \frac{d(i_L)}{dt} \quad (3.2)$$

onde:

$i_L$  é a corrente sobre o indutor;

$t$  é o tempo.

Considerando a variação linear da corrente sobre o indutor, tem-se que:

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} \quad (3.3)$$

onde:

$t_{on}$  é o período em que o interruptor está conduzindo;

$\Delta V_L$  é a variação de tensão sobre o indutor L no intervalo  $t_{on}$ ;

$\Delta I_L$  é a ondulação de corrente sobre o indutor L no intervalo  $t_{on}$ .

Durante o intervalo  $t_{on}$  tem-se que a tensão sobre o indutor é dada pela equação (3.4) e  $t_{on}$  é dado pela equação (3.5).

$$V_L = V_i - V_o \quad (3.4)$$

$$t_{on} = T_s \cdot D \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) e (3.5) em (3.3) tem-se que:

$$V_i - V_o = \frac{L \cdot \Delta I_L}{T_s \cdot D} \quad (3.6)$$

A tensão média na saída ( $V_o$ ) pode ser determinada a partir da equação (3.7).

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_i dt \quad (3.7)$$

Admitindo que a tensão da entrada  $V_i$  é constante, tem-se que:

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} \cdot V_i \quad (3.8)$$

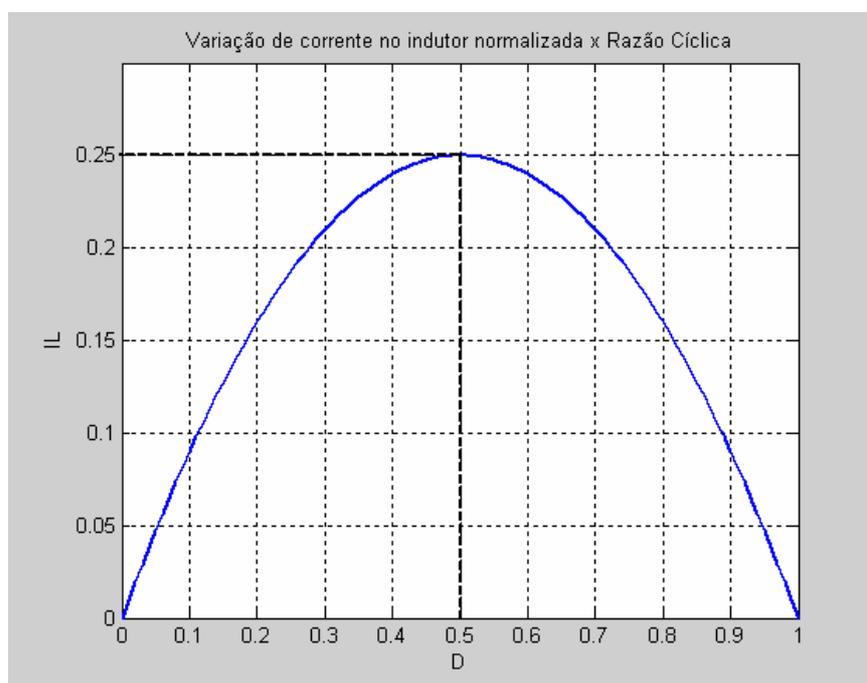
Substituindo (3.1) em (3.8) obtém-se:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (3.9)$$

Substituindo (3.9) em (3.6) e isolando a ondulação de corrente no indutor tem-se que:

$$\Delta I_L = \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (3.10)$$

Mediante a equação (3.10) pode-se determinar a razão cíclica que apresenta a máxima variação de corrente sobre o indutor L. Na Fig. 3.5 é apresentada a variação da ondulação de corrente no indutor normalizada *versus* razão cíclica.



**Fig. 3.5– Ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica.**

Verifica-se que para uma razão cíclica de 0,5 tem-se a máxima ondulação de corrente sobre o indutor. Com este resultado pode-se determinar a oscilação máxima de corrente, dada pela equação (3.11). Para efeito de projeto, pode-se determinar um indutor que satisfaça uma ondulação máxima de corrente com esta expressão:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{V_i}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad (3.11)$$

A corrente eficaz no indutor L ( $I_{L_{\text{ef}}}$ ), devido à sua reduzida ondulação frente a corrente média ( $I_o$ ), pode ser aproximada por:

$$I_{Lef} = I_o \quad (3.12)$$

Para determinar o capacitor de filtragem se fazem algumas considerações, para simplificação dos cálculos, entre elas:

- A componente alternada de corrente sobre o indutor passa totalmente pelo capacitor;
- A forma de onda da ondulação de corrente no capacitor assume-se senoidal.

Com essas considerações a variação de tensão sobre o capacitor ( $V_c(t)$ ), é dada por:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_a}^{t_b} i_L(t) dt \quad (3.13)$$

A corrente  $i_L(t)$  é descontínua em um período de comutação. Para cada um dos dois intervalos que compõe um período a corrente é definida pelas equações (3.14) e (3.15). Ambas as equações estão referenciadas a um valor inicial zero.

$$\Delta i_{L1}(t) = 2 \cdot \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L} t \quad (3.14)$$

$$\Delta i_{L1}(t) = -2 \cdot \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L} t + \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (3.15)$$

A oscilação de tensão máxima no capacitor ( $\Delta V_c$ ) é obtida na máxima ondulação de corrente, e os seus extremos estão separados por meio período de comutação. Substituindo (3.14) e (3.15) em (3.13) e integrando em períodos convenientes obtém-se a oscilação de tensão no capacitor é dada por:

$$\Delta V_c(t) = \frac{1}{C} \left[ \int_0^{\frac{T_s}{4}} \left( 2 \cdot \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L} t \right) dt + \int_0^{\frac{T_s}{4}} \left( -2 \cdot \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L} t + \frac{V_i \cdot (1-D) \cdot D}{L \cdot f_s} \right) dt \right] \quad (3.16)$$

Resolvendo a integral e isolando a capacitância C, para uma razão cíclica igual à 0,5 quando a ondulação de corrente é máxima, tem-se que:

$$C = \frac{V_i}{32 \cdot f_s^2 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad (3.17)$$

onde:

$\Delta V_o$  é a variação de tensão pico a pico sobre o capacitor.

Capacitores comerciais apresentam uma resistência interna não nula. O efeito desta resistência, em geral, é predominante na ondulação de tensão na carga, para conversores do tipo buck [10]. Desta forma, o capacitor de filtragem deve ser definido pela sua resistência interna, também conhecida como RSE (resistência série equivalente). A RSE máxima para uma ondulação de corrente e tensão específica é dada por:

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.18)$$

A corrente eficaz do capacitor ( $I_{Cef}$ ), supondo as mesmas considerações anteriores, pode ser determinada pelo valor eficaz da ondulação de corrente do indutor. Com as equações (3.14) e (3.15) pode-se obter a corrente eficaz sobre o capacitor. Aplicando a definição de corrente eficaz dada pela equação (3.19), determina-se a corrente eficaz, expressa na equação (3.20).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_L(t))^2 dt} \quad (3.19)$$

$$I_{Cef} = \Delta I_L \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (3.20)$$

A corrente eficaz do capacitor de filtro pode ser muito superior a ondulação da corrente no indutor, quando, por exemplo, há conversores em cascata. Nesse caso, considera-se que a ondulação de corrente da entrada do conversor ligado na saída do conversor buck circule inteiramente pelo capacitor de filtro.

A corrente média ( $I_{Smd}$ ) e eficaz ( $I_{Sef}$ ) no interruptor S, tem seus valores extremos quando a razão cíclica é unitária. Nesta circunstância tanto a corrente média como a eficaz são iguais a corrente de carga  $I_o$ .

Para razões cíclicas diferentes da unidade, a corrente média é determinada pela seguinte expressão:

$$I_{Smd} = D \cdot I_o \quad (3.21)$$

A corrente eficaz para  $D \neq 1$ , é determinada a partir da forma de onda da corrente de entrada. Aplicando-se a definição de corrente eficaz obtém-se:

$$I_{Sef} = \sqrt{D \cdot \left( I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (3.22)$$

### 3.3.1 Característica de saída

A característica de saída para o conversor buck, em condução contínua, é obtida pela equação (3.9). Neste modo, a tensão de saída independe da corrente de carga. Sendo assim, para diferentes razões cíclicas e uma mesma tensão de entrada, a tensão de saída será constante para qualquer corrente de carga.

Na Fig. 3.6 é apresentado o gráfico da característica de saída [11] para todos os modos de condução, onde  $\bar{I}_o$  é a corrente normalizada.

Na região 1 o conversor opera em condução descontínua e na região 2 opera em condução contínua.

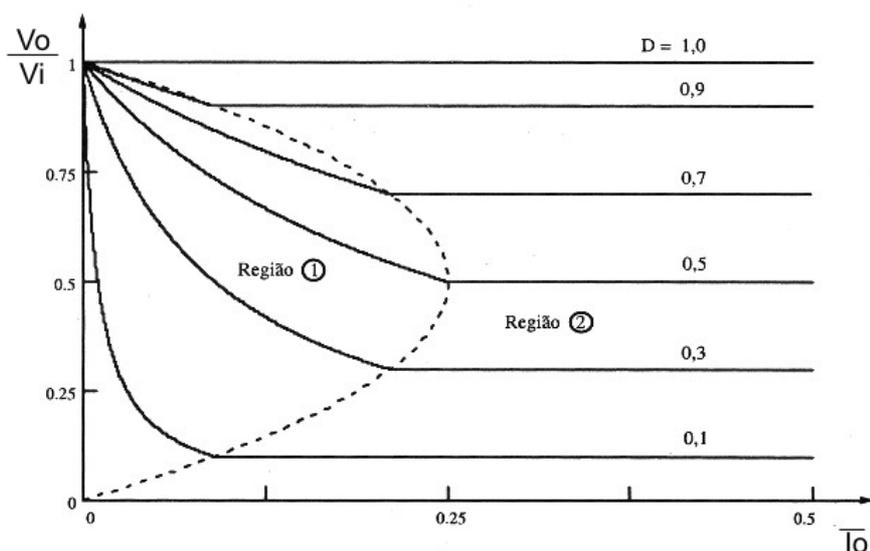


Fig. 3.6 – Característica de saída do conversor Buck.[11]

### 3.4 Metodologia de Projeto

Em um projeto prático é natural que se tenha uma tensão de entrada  $V_i$  variável, tendo em vista que a própria rede possui uma faixa de operação. A tensão de saída  $V_o$

também pode não ser fixa, dependendo da aplicação, assim como a potência de saída  $P_o$ . Todas essas possíveis variações devem ser contempladas no projeto para assegurar que as especificações e restrições de projeto sejam verificadas em quaisquer caso previsto.

Suponha-se um projeto em que as seguintes especificações são dadas:

- $V_{imin}$ : tensão média mínima de entrada;
- $V_{imax}$ : Tensão média máxima de entrada;
- $V_{omin}$ : Tensão média mínima de saída;
- $V_{omax}$ : Tensão média máxima de saída;
- $f_s$ : Frequência de comutação;
- $P_{omax}$ : Potência máxima de saída;
- $\Delta V_o$ : Variação máxima na tensão de saída;
- $\Delta I_L$ : Variação máxima na corrente do indutor  $L_o$ .
- $\eta$ : Rendimento esperado da estrutura.

Nestas circunstâncias, a potência de entrada máxima ( $P_i$ ) será dada pela equação (3.23).

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.23)$$

A corrente média máxima na saída ( $I_{omax}$ ) é definida pela equação (3.24). Este valor pode ser estendido para a corrente eficaz no indutor, visto que a ondulação de corrente geralmente é reduzida.

$$I_{omax} = \frac{P_o}{V_{omin}} \quad (3.24)$$

Torna-se importante identificar a faixa de variação da razão cíclica, sobretudo no ponto de vista de controle. As razões cíclicas máxima ( $D_{max}$ ) e mínima ( $D_{min}$ ) são apresentadas pelas equações (3.25) e (3.26), respectivamente.

$$D_{max} = \frac{V_{omax}}{V_{imin}} \quad (3.25)$$

$$D_{min} = \frac{V_{omin}}{V_{imax}} \quad (3.26)$$

### 3.4.1 Escolha dos Componentes Passivos

A indutância mínima para satisfazer a especificação da ondulação para o caso crítico é dada pela equação:

$$L = \frac{V_{i\max}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_L \cdot I_{o\max}} \quad (3.27)$$

Outro parâmetro necessário para o dimensionamento do enrolamento do indutor de filtragem é a corrente eficaz máxima. Para ondulações de corrente reduzidas, considera-se a corrente no indutor igual à corrente de carga máxima  $I_{o\max}$ .

A capacitância de filtragem é obtida pela equação (3.17), sendo que os parâmetros usados são os valores extremos. O valor mínimo da capacitância para a especificação de ondulação de tensão fica expressa por:

$$C = \frac{V_{i\max}}{32 \cdot L \cdot f_s \cdot \Delta V_o \cdot V_o} \quad (3.28)$$

Um fator para obtenção da oscilação máxima de tensão na carga é a máxima RSE admitida. Esta pode ser determinada pela equação (3.18) transcrita em (3.29). A corrente eficaz sobre o capacitor é outro parâmetro que deve ser determinado para a escolha do componente comercial. Para determinar a corrente máxima usa-se a equação (3.20).

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.29)$$

A tensão direta máxima que o capacitor deve suportar é dada pela máxima tensão de saída, para casos onde o controle não admita transitórios com sobretensão.

Calculados os valores da capacitância mínima, RSE máxima, corrente eficaz máxima, e tensão máxima pode-se fazer a escolha do capacitor comercial que atenda a todas as restrições. Se um único capacitor comercial não atende a todas as necessidades, uma alternativa comum é a associação de capacitores. Por exemplo, em uma ligação em paralelo para obtenção de uma menor RSE e maior capacidade de corrente, ou uma série para obtenção de uma tensão máxima maior.

Após a escolha dos componentes passivos L e C do filtro de saída, a partir dos parâmetros determinados anteriormente, pode-se calcular a frequência de corte ( $f_c$ ) do filtro. A equação (3.30) expressa esta frequência.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L}} \quad (3.30)$$

### 3.4.2 Esforços nos Componentes Semicondutores

Para o dimensionamento do interruptor (S) e do diodo de roda livre (D) são fatores importantes a corrente eficaz e a tensão máxima aplicada a ambos. Outros parâmetros como recuperação reversa, tempos de subida e de descida bem como resistências intrínsecas são relevantes e devem ser verificadas no cálculo térmico, que será descrito no item posterior.

Analisando as etapas de funcionamento do conversor buck, verifica-se que as tensões máximas que o interruptor e o diodo devem suportar são iguais à tensão máxima de entrada, portanto  $V_{i\max}$ .

A corrente média e eficaz no interruptor, conforme análise realizada anteriormente, podem ser determinadas pelas equações (3.21) e (3.22). Para efeito de projeto deve-se considerar a razão cíclica máxima ( $D_{\max}$ ) e as correntes  $I_{o\max}$  e  $\Delta I_{L\max}$ . Portanto, os esforços de corrente no interruptor ficam dados por:

$$I_{Smd} = D_{\max} \cdot I_{o\max} \quad (3.31)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{D_{\max} \cdot \left( I_{o\max}^2 + \frac{\Delta I_{L\max}^2}{12} \right)} \quad (3.32)$$

A corrente média ( $I_{Dmd}$ ) que circula pelo diodo de roda livre D, tem seu valor máximo para uma razão cíclica mínima e uma corrente máxima  $I_{o\max}$ , expressa por:

$$I_{Dmd} = (1 - D_{\min}) I_{o\max} \quad (3.33)$$

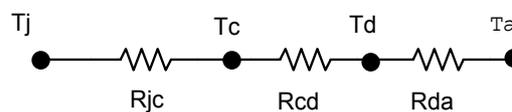
### 3.4.3 Cálculo Térmico dos Semicondutores

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante.

A máxima temperatura de junção é relacionada com a vida útil desejada do componente. Quanto maior a temperatura de trabalho da junção, menor é o tempo médio entre falhas. [10]

As causas da elevação de temperatura de um componente são as perdas dissipadas neste, devido as não idealidade presentes.

A modelo térmico de um semicondutor, em regime permanente, pode ser dado por um circuito equivalente, mostrado na Fig. 3.7.



**Fig. 3.7 – Modelo térmico de um semicondutor.**

onde:

$T_j$  é a temperatura de junção ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_c$  é a temperatura de encapsulamento ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_d$  é a temperatura do dissipador ( $^{\circ}\text{C}$ );

$R_{jc}$  é a resistência térmica junção-capsula ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

$R_{cd}$  é a resistência térmica do contato do componente e do dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

$R_{da}$  é a resistência térmica dissipador ambiente;

$T_a$  é a temperatura ambiente.

Com este modelo pode-se concluir que:

$$T_j - T_a = P(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (3.34)$$

onde:

$P$  são as perdas no componente (W);

Logo, a resistência térmica do dissipador pode ser determinada por:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{jc} - R_{cd} \quad (3.35)$$

### 3.4.3.1 Perdas nos MOSFETs

Para um interruptor do tipo MOSFET, as perdas estão concentradas na resistência de condução ( $R_{DSon}$ ) durante a condução e nos transitórios, durante a comutação. A dissipação total de potência é dada pela soma destas duas perdas.

A resistência de condução é uma característica intrínseca dos MOSFETs e é um dado fornecido pelos fabricantes.

As perdas durante a condução ( $P_{cond}$ ) e durante a comutação ( $P_{com}$ ) são dadas pelas equações (3.36) e (3.37), respectivamente.

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{Don}^2 \quad (3.36)$$

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{Don} \cdot V_{DSoff} \quad (3.37)$$

onde:

$I_{Don}$  é a corrente no interruptor durante a condução;

$V_{DSoff}$  é a tensão sobre o interruptor durante o bloqueio;

$t_r$  é o tempo de comutação no bloqueio, dado pelo fabricante;

$t_f$  é o tempo de comutação na entrada em condução, dado pelo fabricante.

Portanto, as perdas totais no interruptor do tipo MOSFET são calculadas por:

$$P = P_{com} + P_{cond} \quad (3.38)$$

### 3.4.3.2 Perdas nos Diodos

Assim como um MOSFET, os diodos apresentam perdas por condução e comutação. Porém, as tecnologias atuais de construção de diodos permitem que a resistência em condução deste componente, seja desprezível. As perdas em condução, portanto, são dadas por:

$$P_{cond} = V_F \cdot I_{Dmd} \quad (3.39)$$

onde:

$V_F$  é a tensão direta do diodo, dada pelo fabricante;

$I_{Dmd}$  é a corrente média sobre o diodo.

As perdas de comutação para um diodo são obtidas pela equação (3.40).

$$P_{com} = 0,5.V_{RM} \cdot I_{RM} \cdot t_b \cdot f_s \quad (3.40)$$

onde:

$V_{RM}$  é a tensão reversa sobre o diodo;

$I_{RM}$  é a corrente direta sobre o diodo;

$t_b$  é o tempo de recuperação do diodo, dado pelo fabricante.

A exemplo dos MOSFETs as perdas totais dos diodos são dadas pela equação (3.38).

### **3.5 Projeto do Conversor Buck da Fonte de Alta Tensão**

A partir das especificações de projeto desejadas e utilizando a metodologia apresentada neste capítulo, será apresentado o dimensionamento do conversor buck para a fonte de alimentação principal do equipamento de raios X.

#### **3.5.1 Especificações**

As especificações necessárias para o conversor buck da fonte principal de alta tensão são apresentadas na Tabela 3.1, conforme visto no Capítulo 2.

**Tabela 3.1 – Especificações do conversor Buck da fonte principal.**

Tensão de entrada	220 – 375Vdc
Ondulação na tensão de entrada	10%
Tensão de saída	100 - 150V
Potência de saída	1075W
Frequência de comutação	40kHz
Rendimento	>0,9
Ondulação da tensão de saída	<1%
Ondulação no indutor de filtro	20%
Tipo de Carga	Inversor de 20kHz

### 3.5.2 Projeto

A partir das especificações dimensionou-se os valores e esforços dos componentes passivos e semicondutores. Na Tabela 3.2 são apresentados os valores obtidos aplicando-se a metodologia desenvolvida.

Os cálculos foram realizados utilizando-se uma planilha no programa MathCad.

**Tabela 3.2 – Componentes calculados.**

<b>Componente</b>	<b>Parâmetros</b>	<b>Tensão máxima</b>	<b>Corrente</b>
Capacitor C1	5 $\mu$ F 0.2 $\Omega$ (RSE)	200V	4A (eficaz)
Indutor L1	1,5mH	300V	8A (eficaz)
Interruptor S1		375V	8A (eficaz)
Diodo D1		375V	4A (médio)

Como a carga é um inversor de alta frequência a ondulação de corrente sobre o capacitor de filtragem é elevada. Na escolha do componente comercial, para satisfazer a corrente máxima, o valor da capacitância foi superdimensionado.

Na Tabela 3.3 são apresentados os componentes comerciais escolhidos para o conversor.

**Tabela 3.3 – Componentes comerciais escolhidos**

<b>Componente</b>	<b>Fabricante / código</b>	<b>Parâmetros</b>
Capacitor C1	Epcos/ B43858-A4476-M00	400V 2x 100 $\mu$ F RSE <sub>100kHz</sub> = 0,05 $\Omega$
Indutor L1		1,5mH núcleo E-76 thornton
Interruptor S1	Internacional Rectifier/ IRFP360	400V 14A @100°C R <sub>DS</sub> =0,2 $\Omega$
Diodo D1	Internacional Rectifier/ 8ETU04	400V 8A V <sub>d</sub> =1,3V
Dissipador do Interruptor		R <sub>d</sub> <8C°/W

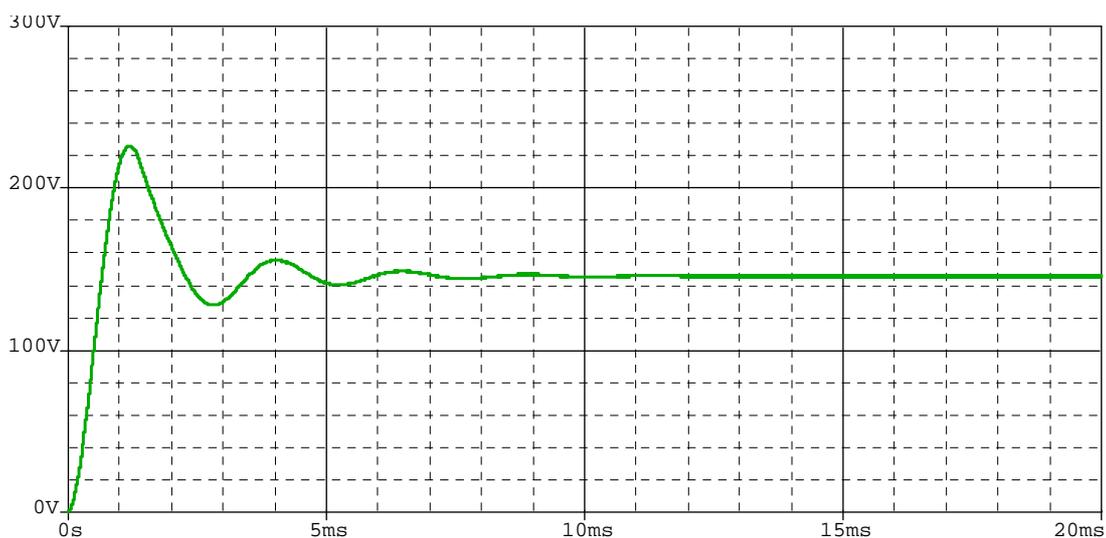
O calculo térmico para o dimensionamento dos dissipadores segue a metodologia apresentada, entretanto, a corrente eficaz sobre os semicondutores é determinada dentro de um período de trabalho de 6 minutos e 20 segundos.

### 3.5.3 Resultados de Simulação

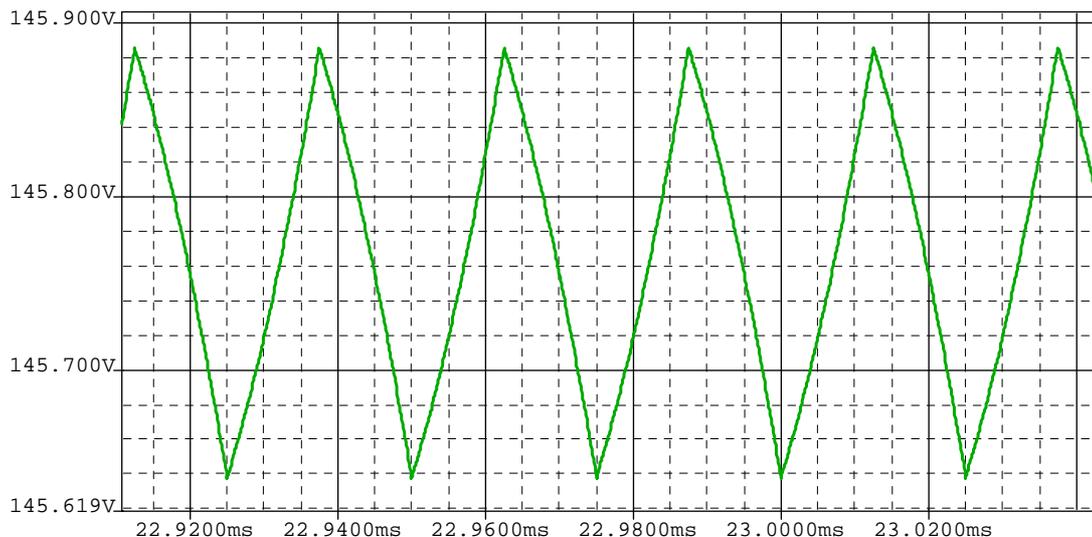
Os resultados aqui apresentados visam comprovar o funcionamento adequado da estrutura de potência projetada para o conversor buck da fonte principal de alta tensão. Além disso, a simulação tem como objetivo prever os resultados do protótipo do conversor e possíveis problemas de bancada.

Utilizou-se os parâmetros calculados anteriormente no circuito simulado. Como carga utilizou-se um modelo puramente resistivo.

Nas Fig. 3.8 e Fig. 3.9 estão apresentadas as formas de onda da tensão e da ondulação de tensão sobre a carga. Verifica-se que a ondulação é inferior à 1V, muito abaixo da especificação de ondulação máxima. Este resultado é justificado pelo superdimensionamento do capacitor de saída, para atender a máxima RSE e a capacidade de corrente necessária.

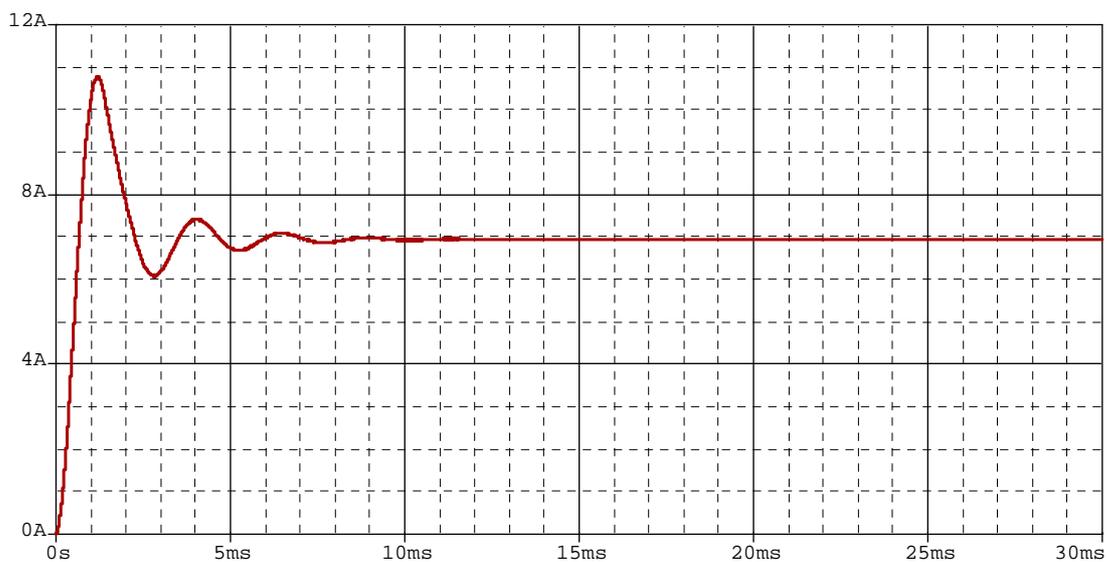


**Fig. 3.8 – Tensão na Carga.**



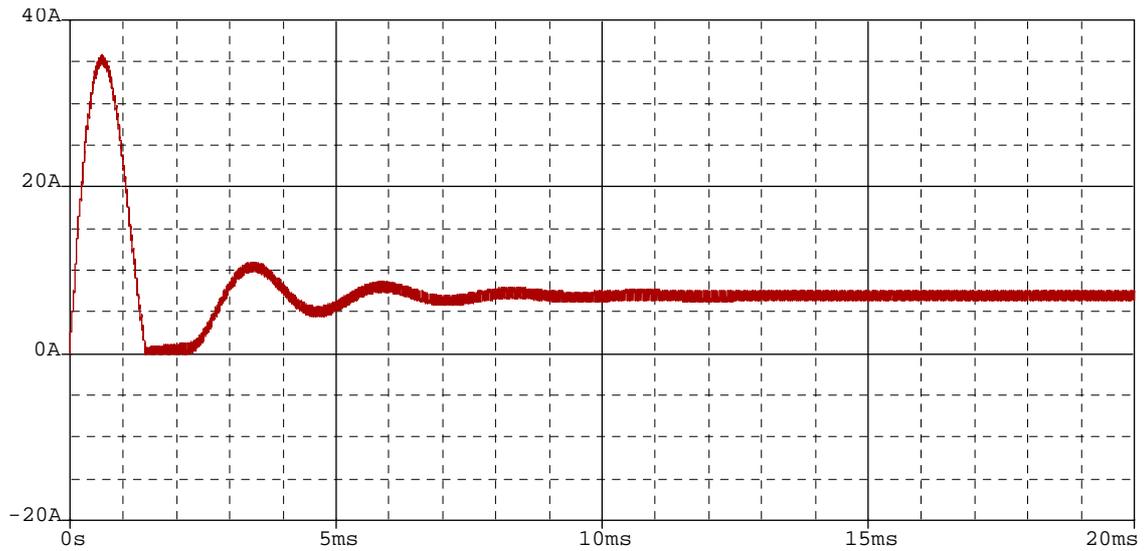
**Fig. 3.9 - Ondulação de tensão na carga.**

A corrente na carga é apresentada na Fig. 3.10. O valor de regime é de aproximadamente 7A.

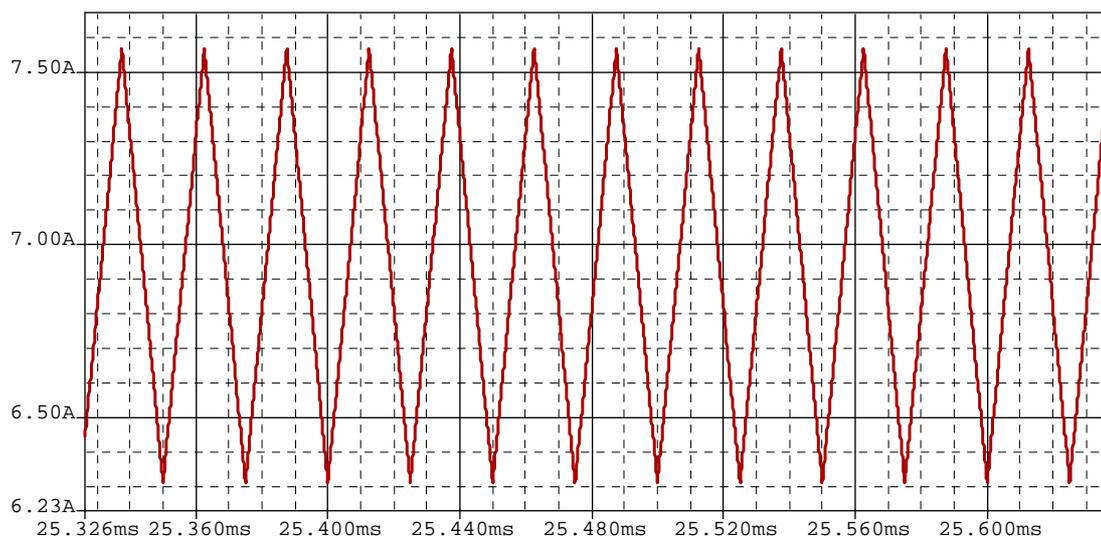


**Fig. 3.10 - Corrente na carga.**

Nas Fig. 3.11 e Fig. 3.12 são apresentadas as formas de onda da corrente e da ondulação de corrente em alta frequência do indutor L1. A ondulação de corrente pico a pico é de aproximadamente 1,7A.

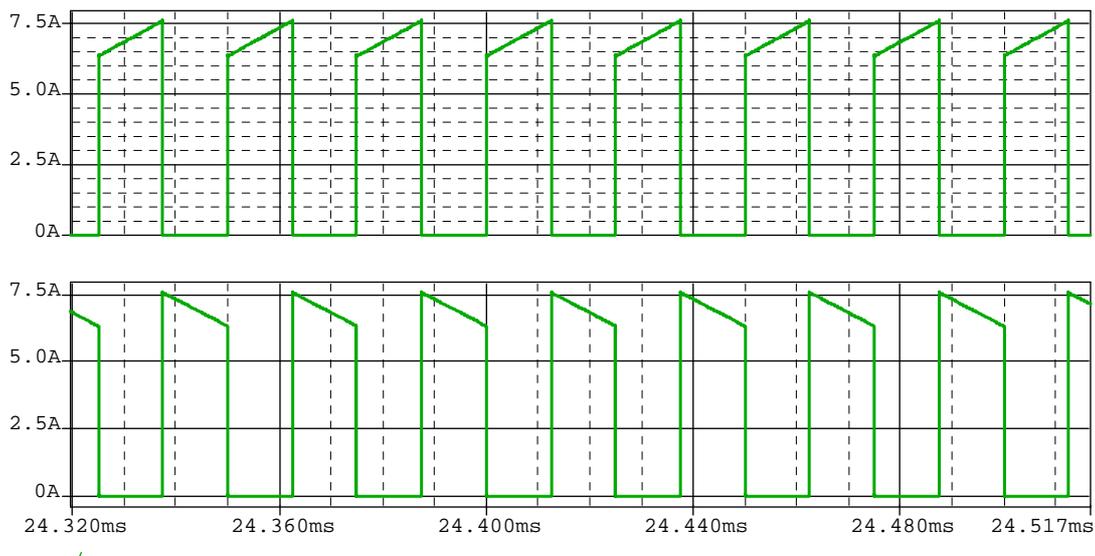


**Fig. 3.11 - Corrente no indutor buck.**



**Fig. 3.12 - Ondulação de corrente no indutor buck.**

As correntes no interruptor no diodo de roda livre são mostradas na Fig. 3.13. A corrente de pico em ambos os componentes é de 7,5A.



**Fig. 3.13 - Correntes no interruptor S1 e no diodo de roda livre D1.**

### **3.6 Projeto do Conversor Buck da Tensão de Filamento**

Similarmente ao projeto anterior, neste item será realizado o projeto para o conversor buck da fonte de alimentação do filamento do ânodo do tubo de raios X.

#### **3.6.1 Especificações**

As especificações necessárias para o conversor buck do controle de tensão do filamento são apresentadas na Tabela 3.4.

**Tabela 3.4 – Especificações do conversor Buck da fonte de alimentação do filamento de ânodo.**

Tensão de entrada	30 – 40V
Tensão de saída	10 – 20V
Potência de saída	50W
Freqüência de comutação	80kHz
Rendimento	>80%
Ondulação da tensão de saída	<1%
Ondulação no indutor de filtro	10%

### 3.6.2 Projeto

A partir das especificações dimensionaram-se os valores e esforços dos componentes passivos e semicondutores. Na Tabela 3.5 são apresentados os valores obtidos aplicando-se a metodologia apresentada neste capítulo.

Os cálculos foram realizados utilizando-se uma planilha do software MathCad, apresentada no Anexo III.

**Tabela 3.5 – Componentes calculados.**

<b>Componente</b>	<b>Parâmetros</b>	<b>Tensão máxima</b>	<b>Corrente</b>
Capacitor C1	5 $\mu$ F 0.5 $\Omega$ (RSE)	10V	1,75A (eficaz)
Indutor L1	425 $\mu$ H	30V	4A (eficaz)
Interruptor S1		41V	4A (eficaz)
Diodo D1		41V	2A (médio)

Na Tabela 3.6 são apresentados os componentes comerciais escolhidos para o conversor.

A capacitância de filtragem é formada por dois capacitores em série para fornecer um ponto médio para o inversor meia ponte que será alimentado por este conversor buck.

**Tabela 3.6 – Componentes comerciais escolhidos.**

<b>Componente</b>	<b>Fabricante/código</b>	<b>Parâmetros</b>
Capacitores C1 e C2	Epcos/ B41859A5107M00	25V 100 $\mu$ F RSE <sub>100Hz</sub> : 0,18 $\Omega$ I <sub>Cef</sub> : 1,75mA
Indutor L1		425 $\mu$ H núcleo E-42/20 Thornton
Interruptor S1	Internacional Rectifier/ IRCZ24	55V 17A R <sub>DS</sub> =0,04 $\Omega$
Diodo D1	Internacional Rectifier/ MUR820	200V 8A V <sub>d</sub> =1V

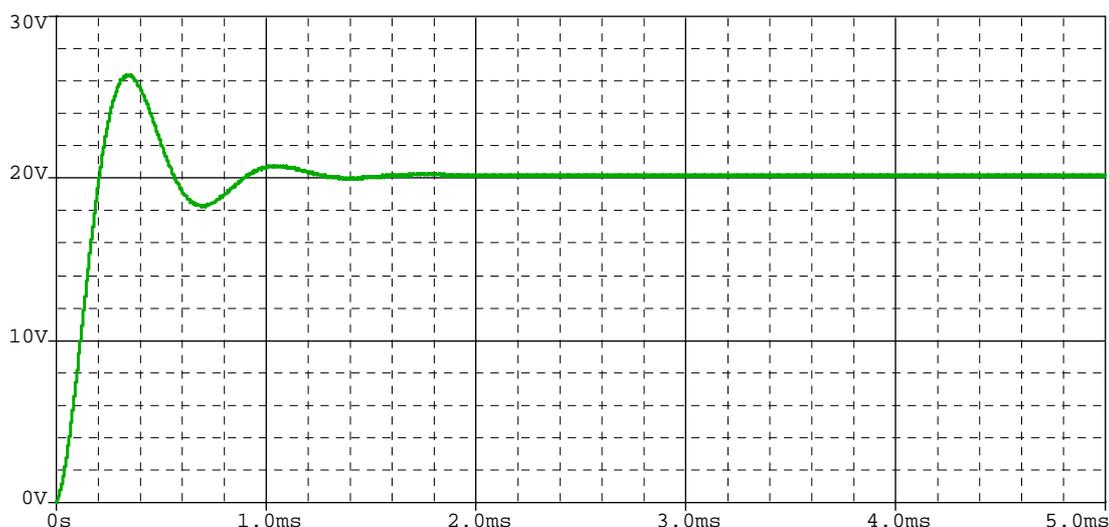
O calculo térmico e os dissipadores necessários são apresentados na planilha do Anexo III.

### 3.6.3 Resultados de Simulação

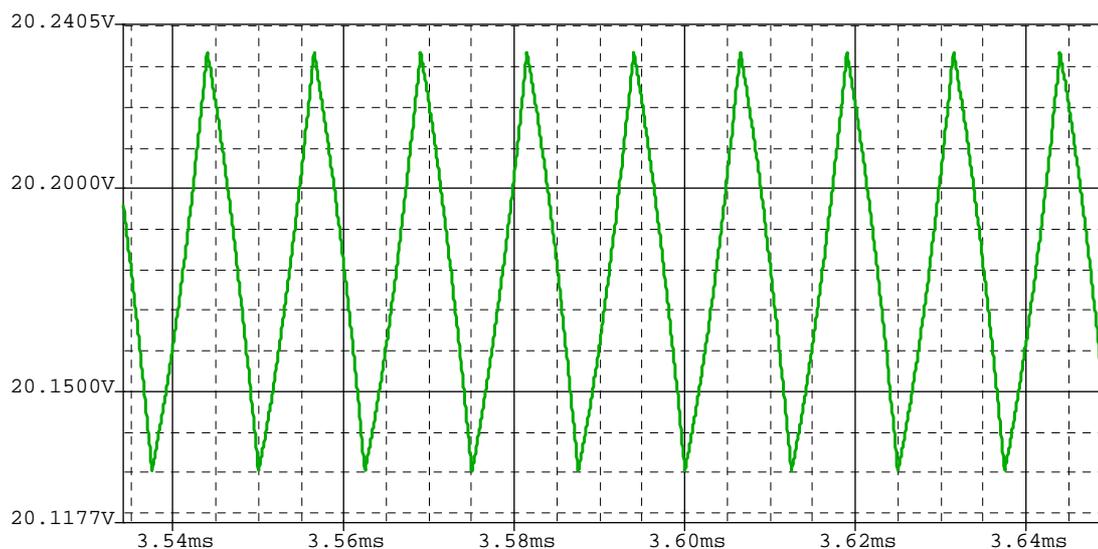
Os resultados aqui apresentados visam comprovar o funcionamento adequado da estrutura de potência projetada para o conversor buck da tensão de filamento.

O circuito simulado, em malha aberta, utilizou os parâmetros determinados anteriormente. Como carga utilizou-se um modelo puramente resistivo.

Nas Fig. 3.14 e Fig. 3.15 estão apresentadas as formas de ondas da tensão e a ondulação de tensão na saída do conversor. Verifica-se que a ondulação é inferior à 0,2V, abaixo da especificação de ondulação máxima. Este resultado é obtido devido ao sobredimensionamento do capacitor de saída, para atender a máxima RSE admitida e a capacidade de corrente necessária.

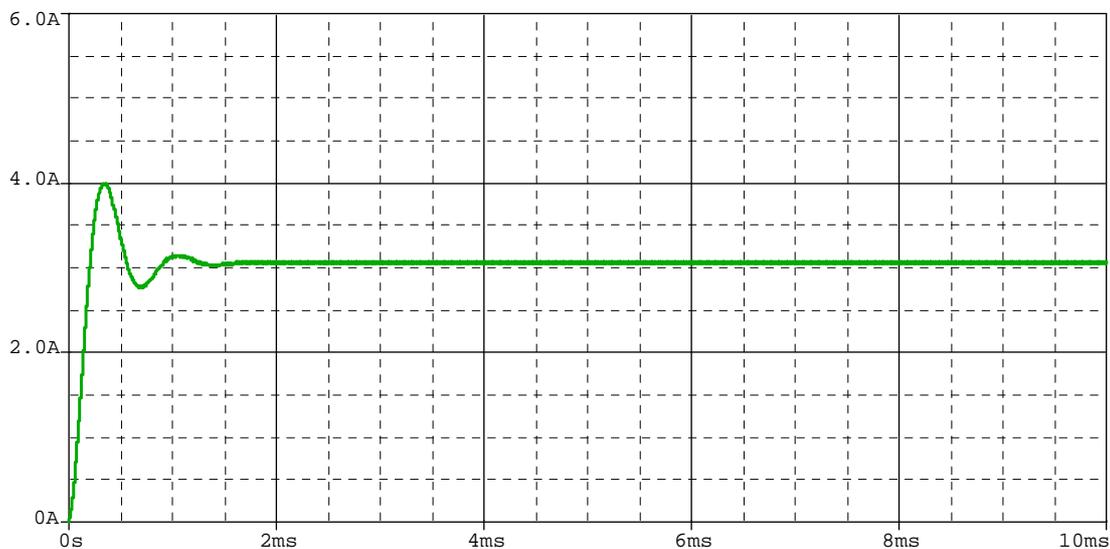


**Fig. 3.14 – Tensão na Saída.**



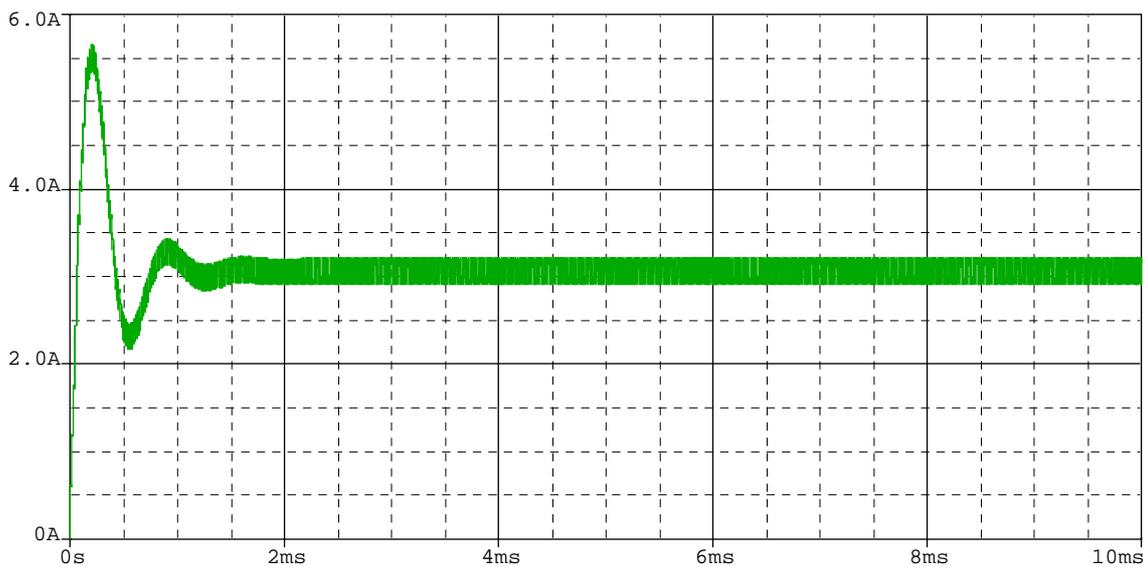
**Fig. 3.15 - Ondulação de tensão na carga.**

A corrente na carga é apresentada na Fig. 3.16. O valor de regime é de aproximadamente 3A.

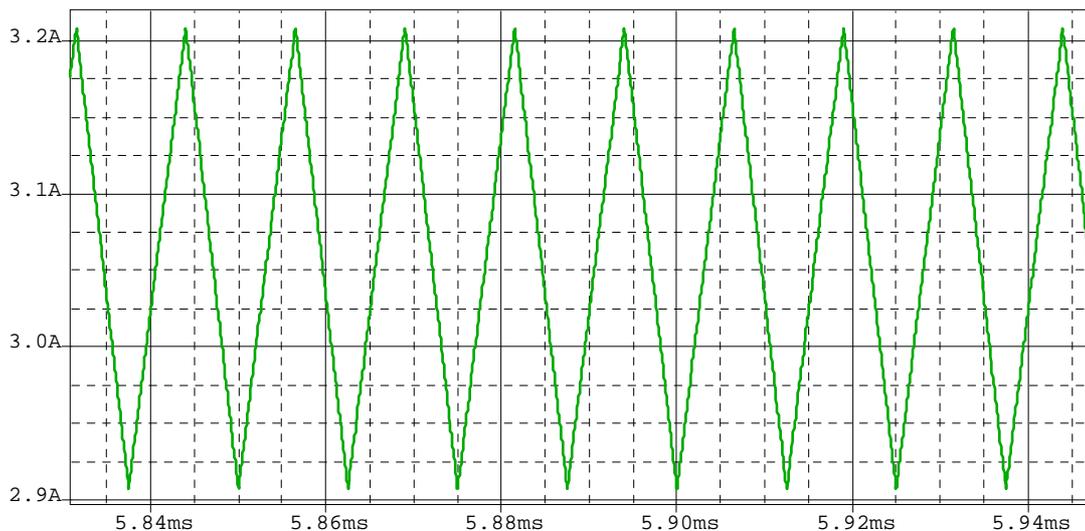


**Fig. 3.16 - Corrente na carga.**

Nas Fig. 3.17 e Fig. 3.18 são apresentadas as formas de onda da corrente e da ondulação de corrente em alta frequência sobre o indutor L1. A ondulação de corrente pico a pico é de aproximadamente 0,3A.



**Fig. 3.17 - Corrente no indutor L.**



**Fig. 3.18 - Ondulação de corrente no indutor L1.**

### **3.7 Conclusões**

Foram apresentados nesse capítulo uma análise do funcionamento e uma metodologia de projeto do conversor buck. Dimensionou-se dois conversores para serem empregados no controle de tensão de barramento para duas fontes: fonte principal de alimentação de um tubo de raios X e fonte de tensão de filamento.

O conversor terá a função de controlar a potência entregue à carga, a partir do controle da tensão de barramento de entrada dos inversores conectados ao tubo de raios X.

O conversor buck mostrou-se eficiente em simulação, com ótimo rendimento e comportamento adequado. Verificou-se a viabilidade do seu uso no controle da tensão de barramento para a fonte principal e a fonte de tensão de filamento.

# Capítulo 4

## Inversor Paralelo Ressonante

### 4.1 Introdução

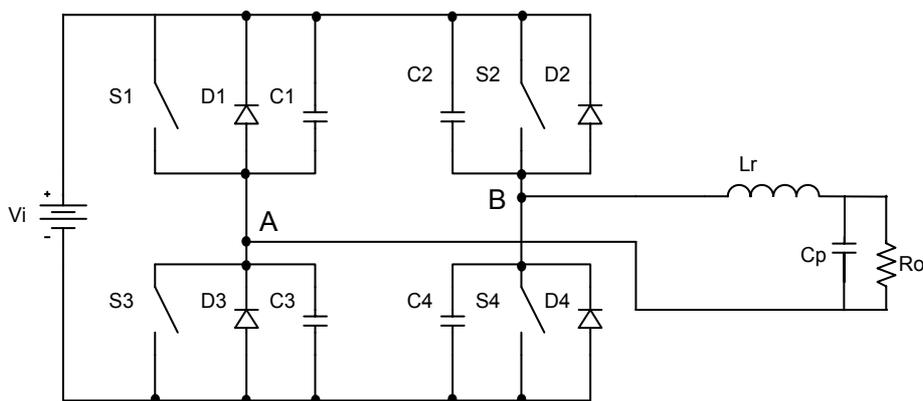
Neste capítulo desenvolve-se a análise do conversor CC-CA paralelo ressonante. Este conversor distingue-se do conversor série ressonante, que é mais utilizado, por possuir a carga colocada em paralelo ao capacitor ressonante.

A análise desenvolvida possui simplificações que facilitam os equacionamentos, entretanto introduzem um erro frente aos dados reais. Este se encontra em patamares aceitáveis a respeito do projeto.

O inversor paralelo ressonante será abordado para um funcionamento com frequência de comutação fixa, sendo esta aplicação desejada na fonte de alimentação.

### 4.2 Topologia

Os conversores paralelo ressonantes são caracterizados por um circuito LC ressonante na saída, sendo que a carga é ligada em paralelo ao capacitor. A estrutura básica deste conversor é apresentada na Fig. 4.1



**Fig. 4.1 – Inversor paralelo ressonante.**

No modo de operação em condução contínua este conversor pode operar de duas formas distintas:

- Com frequência de ressonância do par LC ( $f_o$ ) maior que a frequência de comutação ( $f_s$ ); ou,

- Com frequência de ressonância ( $f_0$ ) menor que a frequência de comutação ( $f_s$ ).

A seguir são apresentadas as análises deste conversor nesses dois modos de operação.

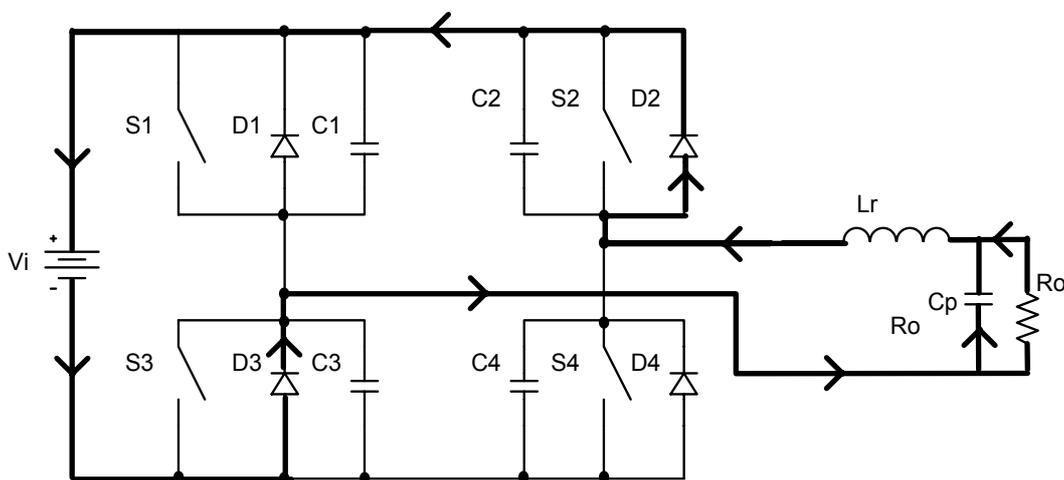
### 4.2.1 Operação com $f_0$ Maior que $f_s$

Para simplificar a análise qualitativa da estrutura, todos os componentes passivos e semicondutores serão considerados ideais.

#### 4.2.1.1 Etapas de funcionamento

##### Primeira etapa: ( $t_0, t_1$ )

Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estavam conduzindo na etapa anterior. No instante  $t_0$  a corrente no indutor atinge zero, colocando os diodos  $D_2$  e  $D_3$  em condução como mostrado na Fig. 4.2. Nesta etapa ocorre a devolução de energia para a fonte  $V_i$ . Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são bloqueados durante a condução dos diodos, caracterizando assim uma comutação suave. Esta etapa termina quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir.



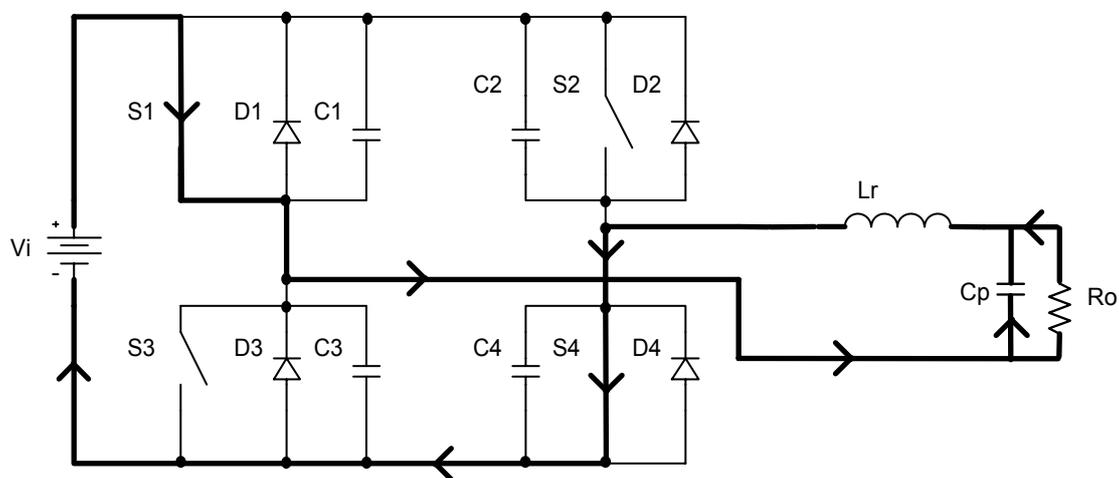
**Fig. 4.2 – Primeira etapa de funcionamento.**

##### Segunda etapa: ( $t_1, t_2$ )

A segunda etapa está apresentada na Fig. 4.3. No instante  $t_1$  os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são habilitados a conduzir, ocorrendo então uma comutação dissipativa entre o diodo  $D_3$  e  $S_1$  e  $D_2$  e  $S_4$ . A corrente no indutor cresce e decresce de forma ressonante até

atingir zero. No final desta etapa o capacitor estará carregado com uma tensão  $V_{C0}$ , e a corrente no indutor será igual a zero.

Durante esta etapa a fonte transfere energia para a carga.

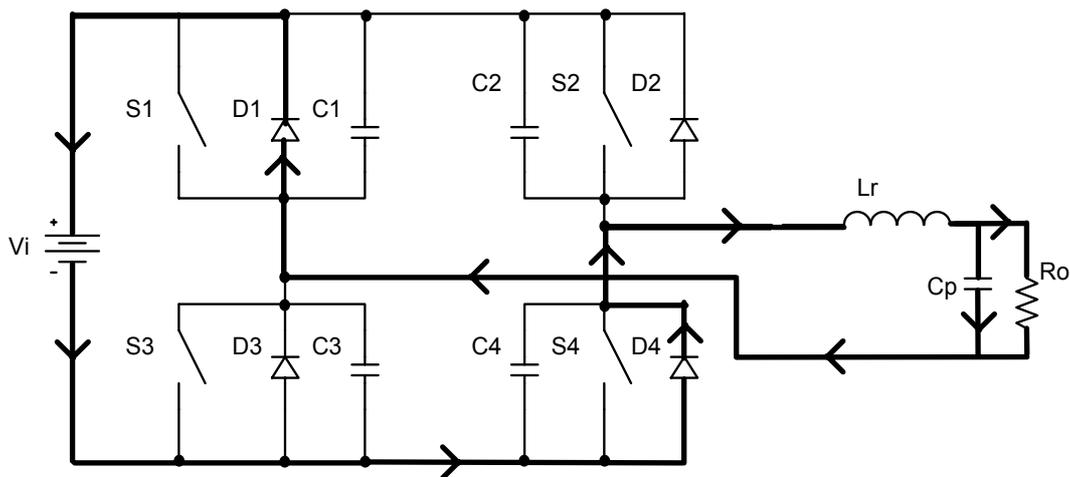


**Fig. 4.3 – Segunda etapa de funcionamento.**

Terceira etapa: ( $t_2, t_3$ )

Quando a corrente no indutor atinge zero no instante  $t_2$ , os diodos  $D_1$  e  $D_4$  entram em condução devolvendo energia para fonte  $V_i$ , como mostrado na Fig. 4.4. Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  devem ser bloqueados durante a condução dos diodos  $D_1$  e  $D_4$ , para que ocorra um bloqueio não dissipativo. Esta etapa termina quando  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir.

No final desta etapa a tensão no capacitor é  $V_{C1}$ , e a corrente no indutor é  $-I_1$ .



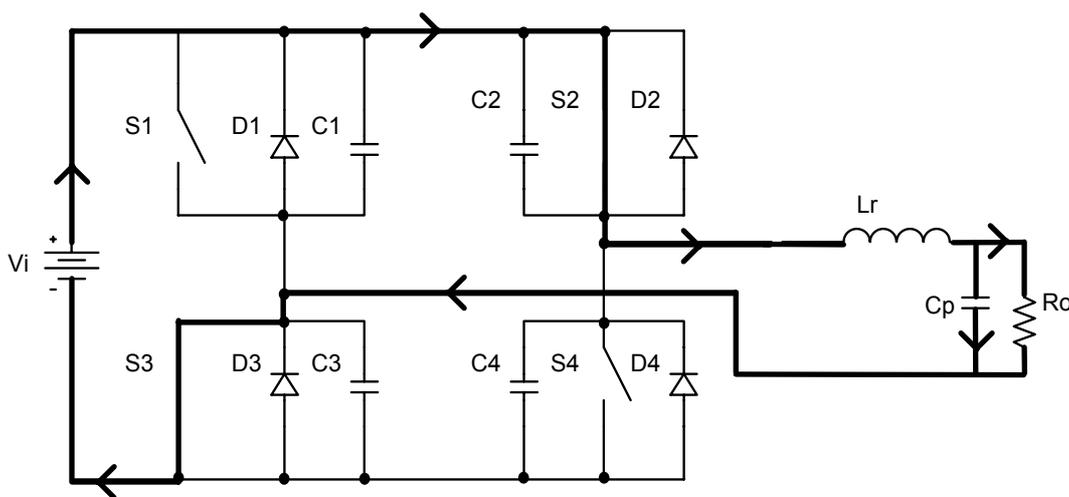
**Fig. 4.4 – Terceira etapa de funcionamento.**

#### Quarta etapa: ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são comandadas a conduzir, ocorrendo uma comutação dissipativa entre estes interruptores e os diodos  $D_1$  e  $D_4$ .

Durante esta etapa o capacitor  $C_p$  está carregado com uma tensão  $V_{C0}$ , e a corrente no indutor é igual à zero. Quando a corrente no indutor atinge este ponto, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  entram em condução, iniciando outro período de funcionamento.

A quarta etapa está representada na Fig. 4.5.



*Fig. 4.5 – Quarta etapa de funcionamento.*

#### 4.2.1.2 Formas de onda

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas no funcionamento, estão apresentadas na Fig. 4.6.

#### 4.2.2 Operação com $f_o$ Menor que $f_s$

Para simplificar a análise qualitativa da estrutura, todos os componentes passivos e semicondutores serão considerados ideais.

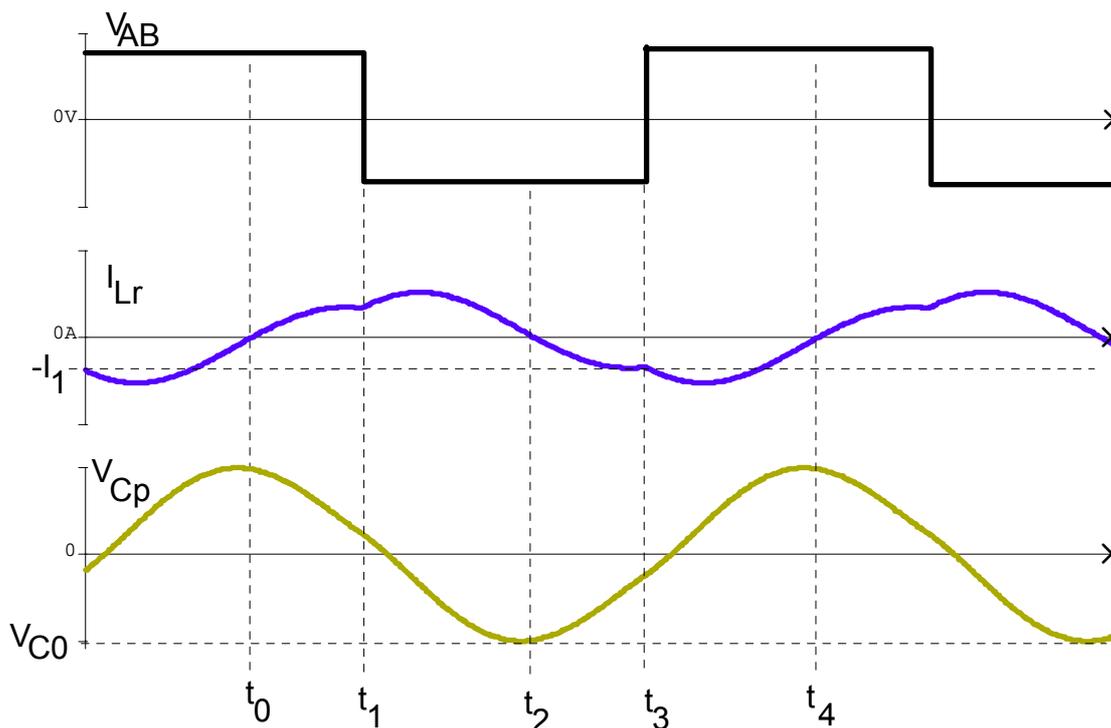


Fig. 4.6 – Principais formas de onda.

#### 4.2.2.1 Etapas de funcionamento

##### Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):

Esta etapa inicia com a entrada em condução dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  sob tensão nula. A corrente no indutor e a tensão no capacitor evoluem de forma ressonante. A tensão no capacitor  $C_p$ , inicialmente  $V_{C0}$ , cresce até atingir  $V_{C1}$ . Na Fig. 4.7 tem-se a representação desta etapa.

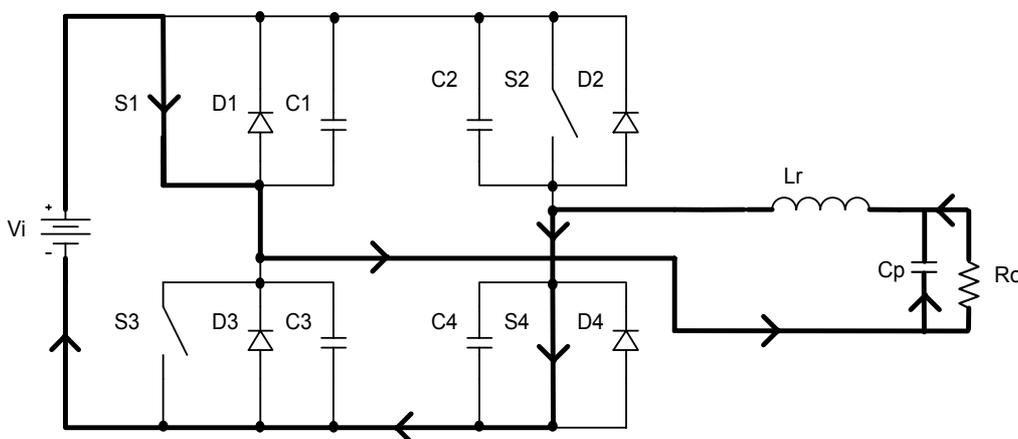
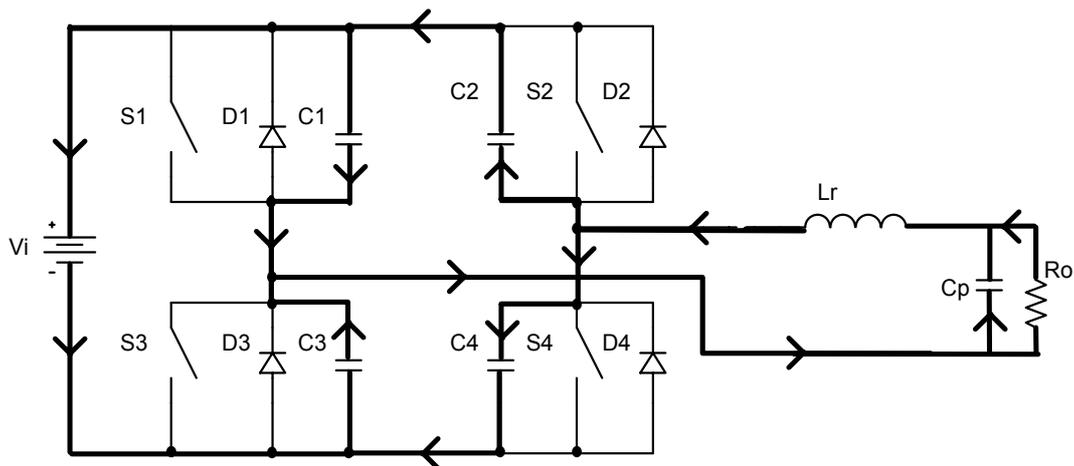


Fig. 4.7 – Primeira etapa de funcionamento.

Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):

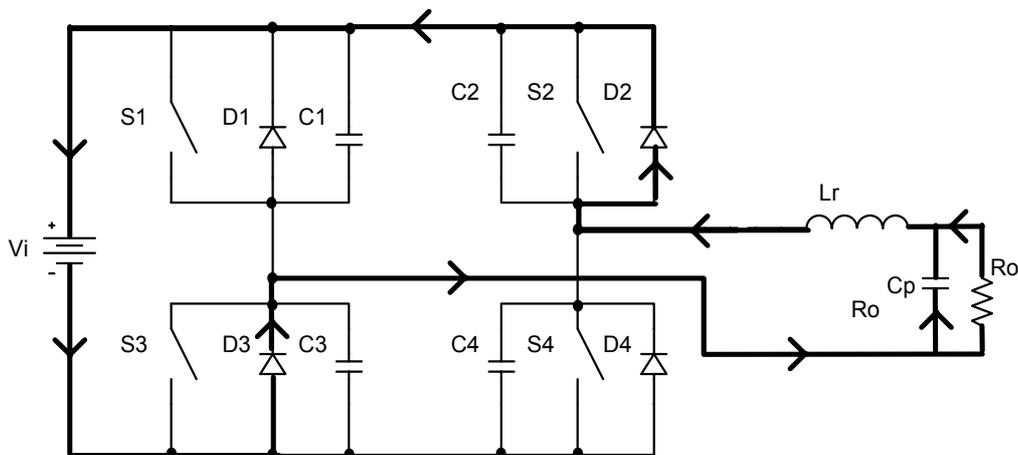
No instante  $t_1$ ,  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueados, e os capacitores  $C_2$  e  $C_3$ , que estão carregados, descarregam-se de forma ressonante.  $C_1$  e  $C_4$  que estão descarregados são carregados. A corrente se mantém praticamente constante na carga. Esta etapa termina quando a tensão dos capacitores  $C_2$  e  $C_3$  chega a zero. A representação desta etapa é mostrada na Fig. 4.8.



**Fig. 4.8 – Segunda etapa de funcionamento.**

Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):

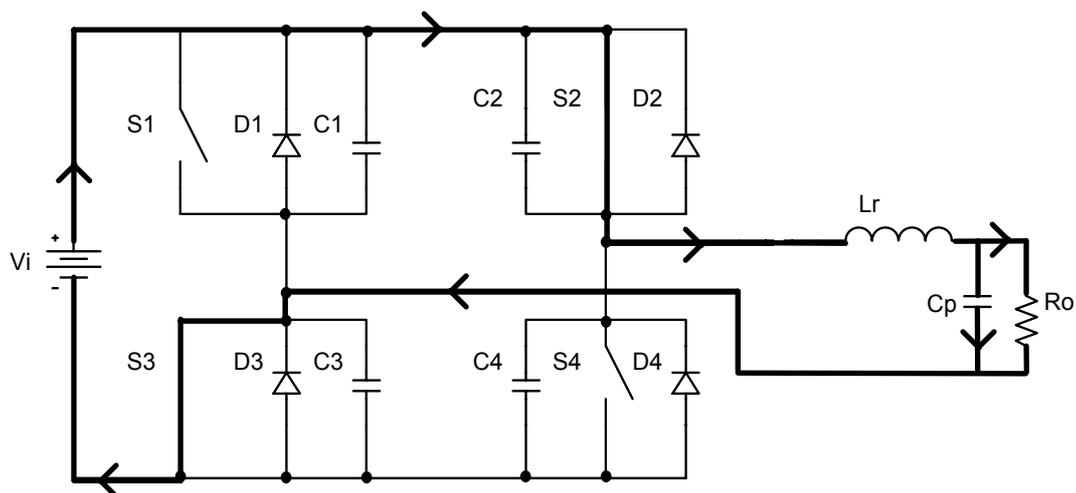
Na Fig. 4.9 tem-se a representação da terceira etapa. No instante  $t_2$  as tensões nos capacitores  $C_2$  e  $C_3$  atingem zero e os diodos  $D_2$  e  $D_3$  entram em condução, finalizando a comutação de  $S_1$ . Esta etapa termina quando a corrente no indutor ressonante se anula. Durante este intervalo os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir, sobre tensão nula, caracterizando uma comutação não dissipativa.



**Fig. 4.9 – Terceira etapa de funcionamento.**

Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):

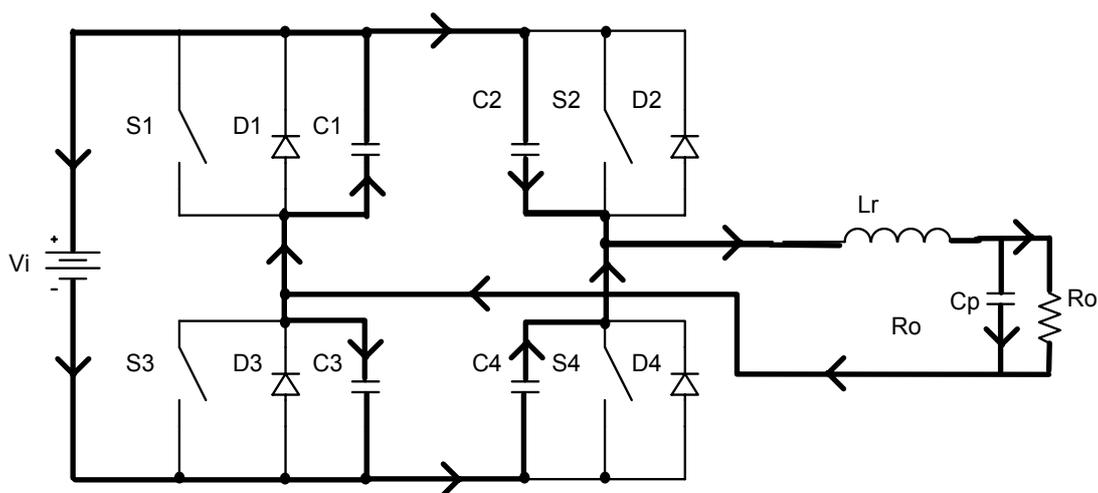
Quando a corrente no indutor ressonante atinge zero, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  bloqueiam-se e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução, passando a conduzir a corrente que inverteu de sentido. Esta etapa está representada na Fig. 4.10.



**Fig. 4.10 – Quarta etapa de funcionamento.**

Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):

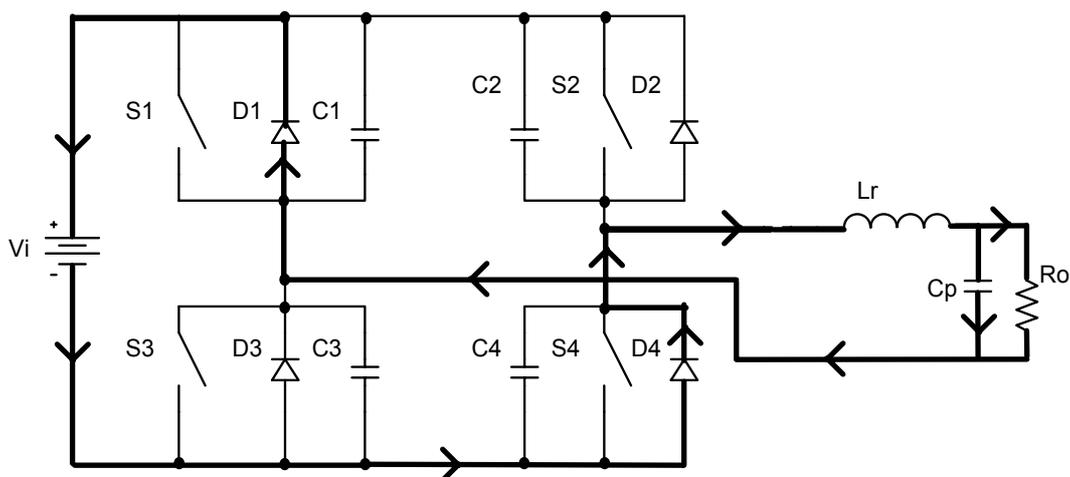
No instante  $t_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são bloqueados sobre tensão nula, já que os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  estão descarregados. A corrente é desviada para os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  de modo idêntico à segunda etapa de funcionamento. Na Fig. 4.11 tem-se a representação desta etapa, que termina quando a tensão sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_4$  atingem zero.



**Fig. 4.11 – Quinta etapa de funcionamento.**

### Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ):

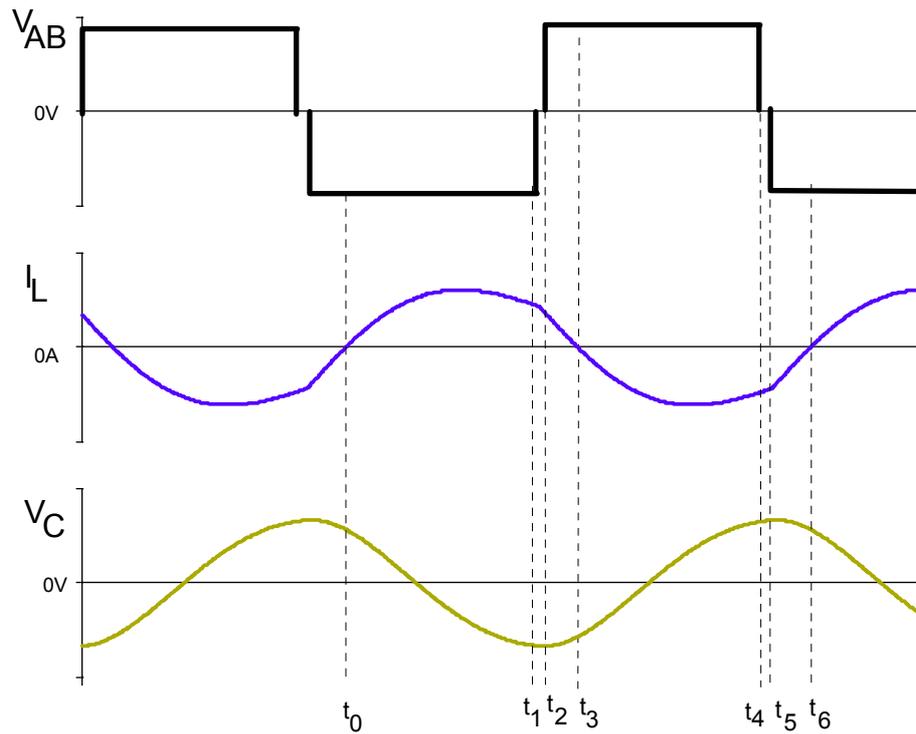
Na Fig. 4.12 está representada a sexta etapa de funcionamento. Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir sob tensão nula. No instante  $t_5$  as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_4$  atingem zero, colocando o diodo  $D_1$  em condução, encerrando a comutação dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ . A tensão e a corrente no capacitor e no indutor ressonantes evoluem até que a corrente no indutor atinge zero, iniciando a primeira etapa novamente.



**Fig. 4.12 – Sexta etapa de funcionamento.**

### 4.2.2.2 Formas de onda

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas no funcionamento, estão apresentadas na Fig. 4.13.

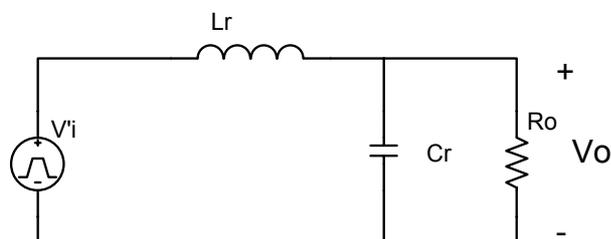


**Fig. 4.13 – Principais formas de onda.**

### 4.2.3 Análise Global Simplificada

Para obtenção da característica de saída do conversor paralelo ressonante, pode-se aplicar uma análise simplificada no domínio freqüência.

A ponte formada pelos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  produzem uma tensão retangular nos terminais AB, cuja amplitude é igual a  $V_i$ . Portanto, o conversor pode ser representado pela Fig. 4.14.



**Fig. 4.14 – Circuito equivalente do Conversor CC-CA paralelo ressonante.**

Ignorando a presença das harmônicas de tensão na fonte  $V'_i$ , considerando, assim, apenas a fundamental, tem-se:

$$V'_i = \frac{4V_i}{\pi} \text{sen}(w_s t) \quad (4.1)$$

onde:

$V_i$  é a tensão da fonte contínua de entrada.

Sejam  $X_{Cr}$  e  $X_{Lr}$ , as reatâncias respectivas de  $C_r$  e  $L_r$ , dadas por:

$$X_{Cr} = \frac{1}{j \cdot w \cdot C_r} \quad (4.2)$$

$$X_{Lr} = j \cdot w \cdot L_r \quad (4.3)$$

Aplicando análise de circuitos pode-se determinar a relação entre  $V_o$  e  $V_i$ , dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot R_o}{L_r \cdot C_r \cdot R_o \cdot (j \cdot w)^2 + L_r \cdot j \cdot w + R_o} \quad (4.4)$$

Definindo-se  $Q$  e  $w_o$  como:

$$Q = \frac{R_o}{L_r \cdot w_o} \quad (4.5)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{C_r \cdot L_r}} \quad (4.6)$$

Substituindo-se (4.5) e (4.6) em (4.4) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{4}{\pi}}{-\left(\frac{w}{w_o}\right)^2 + j \cdot \frac{w}{w_o} \cdot \frac{1}{Q} + 1} \quad (4.7)$$

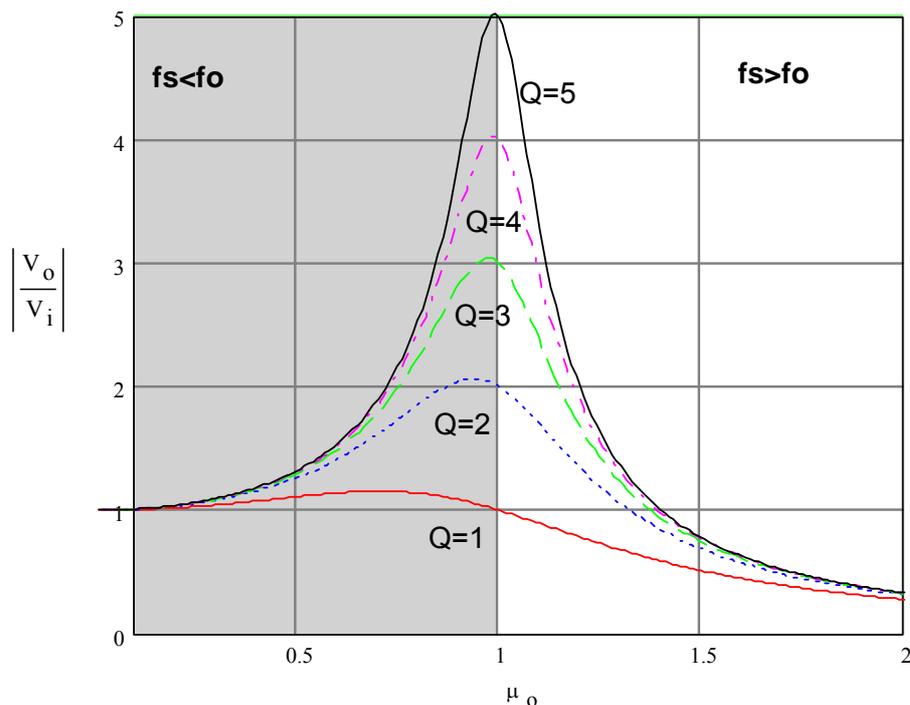
Definindo  $\mu_o$  como:

$$\mu_o = \frac{w}{w_o} \quad (4.8)$$

E então:

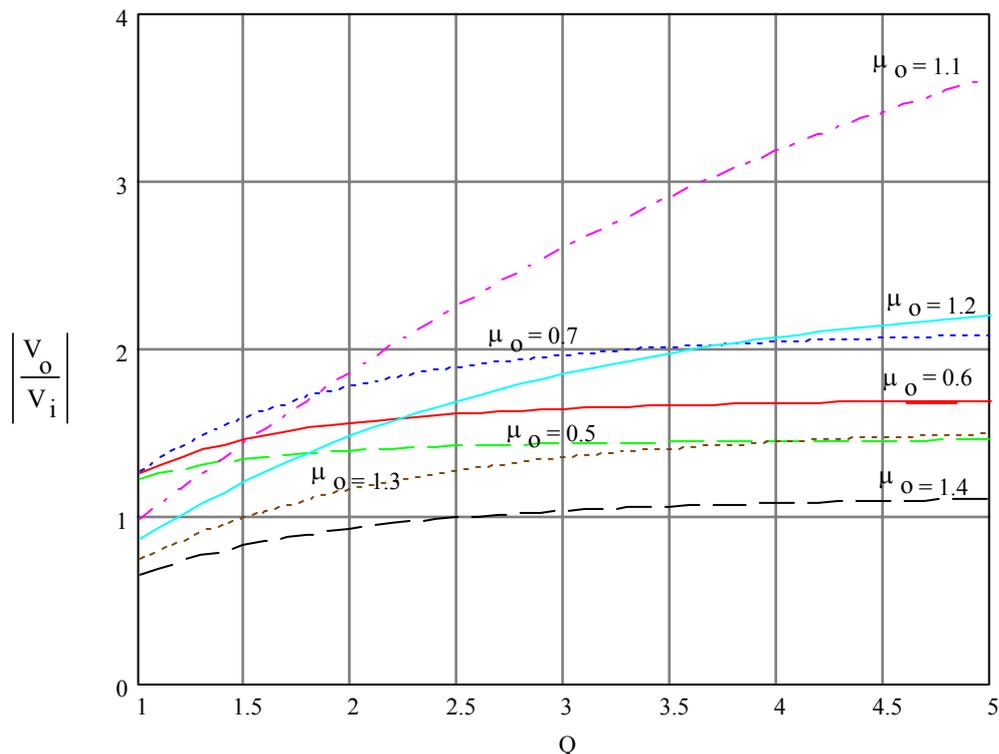
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{1 - \mu_o^2 + j \cdot \frac{\mu_o}{Q}} \quad (4.9)$$

A partir da equação (4.9) pode-se traçar a característica de saída do inversor paralelo ressonante, como mostrado na Fig. 4.15.



**Fig. 4.15 – Característica de saída do inversor paralelo ressonante.**

A variação de  $Q$  pode ser interpretada como uma variação na carga  $R_o$ . Nota-se que quando o conversor opera mais próximo da frequência de ressonância ( $\mu_o=1$ ) maior é a variação de tensão na saída com diferentes cargas. Pequenas variações de tensão para diferentes cargas, para  $\mu_o$  maior que 1, só podem ser obtidas para uma tensão de saída menor que a entrada. Esse comportamento pode ser melhor visualizado na característica de carga, apresentada na Fig. 4.16.



**Fig. 4.16 – Característica de carga do inversor paralelo ressonante.**

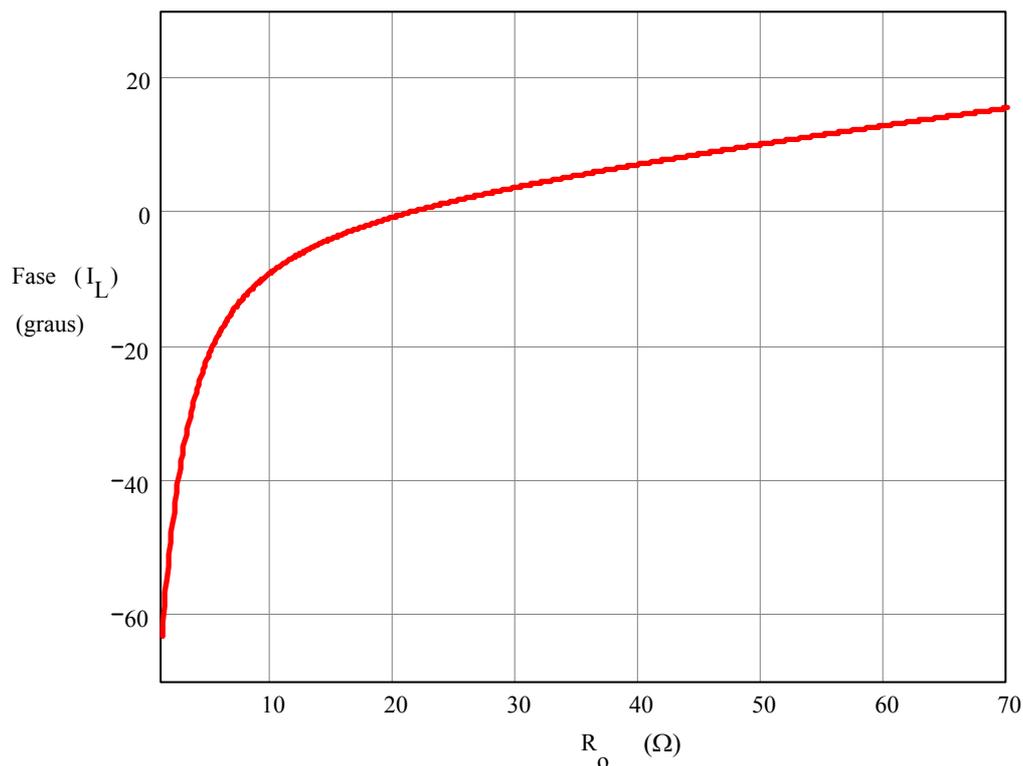
Analisando a corrente sobre o indutor ressonante, chega-se à equação (4.10).

$$I_L(\omega) = \frac{V_i(R_o \cdot C_r \cdot j \cdot \omega + 1)}{L_r \cdot C_r \cdot R_o \cdot (j \cdot \omega)^2 + L_r \cdot j \cdot \omega + R_o} \quad (4.10)$$

A partir da equação pode-se fazer uma análise da fase da corrente do indutor em relação à tensão de entrada  $V_i$ . Esta análise é importante do ponto de vista das comutações, pois o atraso ou avanço da corrente sobre o indutor é o que determina se haverá comutações ZVS, ZCS e dissipativas.

Seja, por exemplo, um conversor que possui um indutor  $L_r$  de  $100\mu\text{H}$ ,  $C_r$  de  $220\text{nF}$  operando numa frequência de comutação de  $20\text{kHz}$ . Com esses dados o conversor opera no modo  $\mu_o < 1$ , portanto as comutações são ZCS.

Traçando-se a fase da corrente sobre o indutor  $L_r$  pela carga  $R_o$ , obtém-se o gráfico apresentado na Fig. 4.17.



**Fig. 4.17 – Fase da corrente no indutor  $L_r$  pela variação de carga  $R_o$ .**

Verifica-se que para uma carga inferior a  $22\Omega$ , aproximadamente, a corrente no indutor está atrasada em relação à tensão  $V_i$ . Nessa circunstância as comutações são todas ZVS e o circuito opera como se estivesse numa operação onde  $\mu_o > 1$ . Para valores de  $R_o$  superior à  $22\Omega$  o conversor opera conforme descrito nas etapas de operação para  $\mu_o < 1$ .

### 4.3 Projeto

Sejam as especificações do conversor dadas pela Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 - Especificações para o inversor ponte completa série ressonante.**

Tensão de entrada	150V
Tensão de saída (primário do transformador)	260V (pico)
Máximo tempo de ligamento	19 seg.
Potência Máxima	900W
Potência Mínima	280W
Mínimo tempo para próximo acionamento	6 min

Freqüência de comutação	20kHz
Rendimento	>0,9
Capacitância equivalente do transformador ( $C_p$ )	260nF

### 4.3.1 Ponto de Operação

O ganho estático é dado pela equação (4.11).

$$G_i = \frac{V_o}{V_i} = 1,7 \quad (4.11)$$

onde:

$G_i$  é o ganho estático;

$V_o$  é a tensão de saída;

$V_i$  é a tensão de entrada.

Como se deseja que o conversor opere em um ponto fixo, e a variação de carga é relativamente alta, (900W a 280W) é interessante que o ponto de operação escolhido seja o mais linear possível. Nas curvas apresentadas na Fig. 4.16 observa-se que para  $\mu_o$  entre 0,5 e 0,6 o ganho estático é em torno do calculado e as curvas apresentam uma região razoavelmente plana para uma gama de variações de Q. Usa-se, portanto, um  $\mu_o$  intermediário de 0,55.

A freqüência de ressonância do inversor paralelo ressonante é dada então por:

$$f_o = \frac{f_s}{\mu_o} = 36,3kHz \quad (4.12)$$

### 4.3.2 Indutor Ressonante ( $L_r$ )

O indutor ressonante é determinado pela equação (4.13). A corrente que circula por ele pode ser determinada a partir da equação (4.10).

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_p} = 73\mu H \quad (4.13)$$

### 4.3.3 Capacitor Série

Com o intuito de evitar circulação de componentes médias de corrente pelo transformador de alta tensão optou-se pelo uso de um capacitor série. Uma componente média, provocada pela desigualdade nos tempos de comutação dos interruptores, por exemplo, pode provocar a saturação do núcleo comprometendo, assim, a integridade de todo o circuito.

O capacitor série e o indutor  $L_r$  formam um circuito ressonante. Para que este circuito ressonante não influencie o funcionamento do conversor, define-se que a frequência de ressonância será 4 vezes menor que a frequência de comutação. O capacitor série é determinado, assim, por:

$$C_s = \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot L_r} = 13,7 \mu F \quad (4.14)$$

### 4.3.4 Interruptores

Os esforços de corrente e de tensão sobre os semicondutores podem ser deduzidos a partir das formas de onda teóricas e das correntes sobre o par ressonante. Entretanto, optou-se por obter esses parâmetros por simulação, dada a facilidade.

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.2.

**Tabela 4.2 – Esforços de tensão e de corrente nos elementos do inversor paralelo ressonante.**

<b>Interruptores</b>	
Corrente eficaz	7A
Corrente de pico	17A
Tensão máxima	150V
<b>Diodos</b>	
Corrente eficaz	1 A
Corrente de pico	3 A
Tensão máxima	150 V

A tensão máxima sobre os interruptores é de 150V em regime. Ocorre que como se trata de um conversor buck na entrada, é necessário prever os transitórios que a tensão de saída deste estágio pode alcançar, podendo atingir valores superiores a 150V.

Outra questão importante são os dissipadores necessários para os interruptores. Embora as dimensões do protótipo não foram restringidas, deseja-se uma compactação

neste, já que se destina a consultórios odontológicos e que em geral não dispõe de grande espaço. Para que o volume dos dissipadores sejam reduzidos, pode-se sobredimensionar os interruptores.

Expostas tais considerações, opta-se pelo componente IRF52N50K. Os componentes dimensionados estão apresentados na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3 – Componentes comerciais escolhidos.**

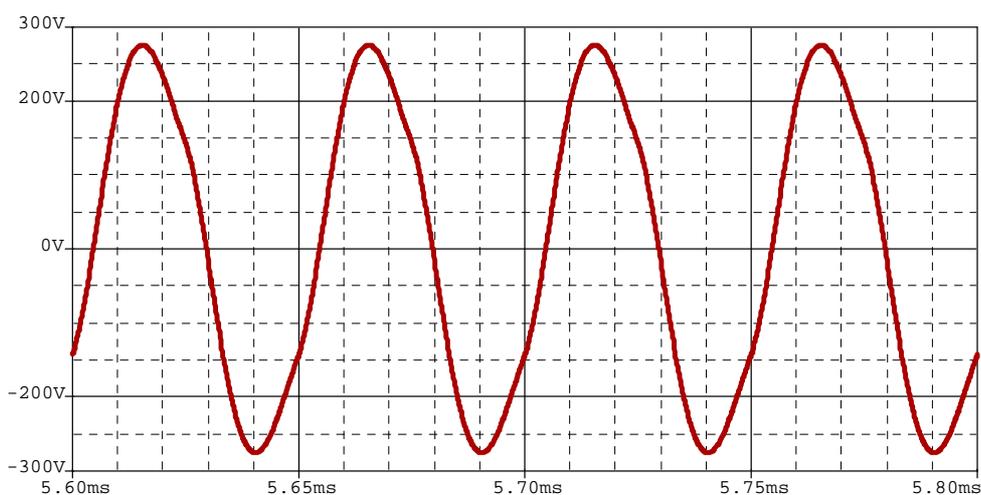
<b>Componente</b>	<b>Fabricante / código</b>	<b>Parâmetros</b>
Indutor $L_r$		73 $\mu$ H núcleo E-42/15 thornton
Interruptores	Internacional Rectifier/ IRFP52N50k	500V 20A @100°C $R_{DS}=0,2\Omega$
Capacitor Série ( $C_s$ )	Epcos (B32524)	3x4,7 $\mu$ F

#### **4.4 Resultados de Simulação**

Os resultados aqui apresentados visam comprovar o funcionamento adequado da estrutura de potência projetada para o inversor paralelo ressonante da fonte principal de alta tensão. Além disso, a simulação tem como objetivo prever os resultados do protótipo do conversor, e possíveis problemas de bancada.

Foram utilizados os parâmetros determinados em projeto. Como carga utilizou-se um modelo puramente resistivo.

Na Fig. 4.18 é apresentada a forma de onda da tensão de saída  $V_o$ . Verifica-se que o valor de pico é próximo a 270V conforme o projeto.



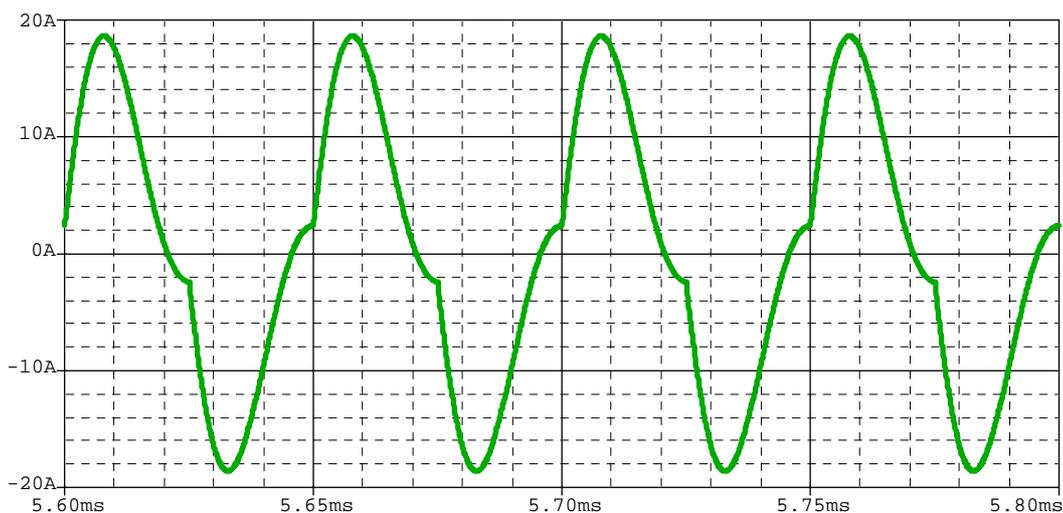
**Fig. 4.18 – Tensão de saída do inversor paralelo ressonante.**

Na Tabela 4.4 são apresentadas as principais componentes harmônicas da forma de onda da tensão na carga. A Taxa de distorção harmônica total é inferior a 6%.

**Tabela 4.4 – Análise harmônica da tensão na carga.**

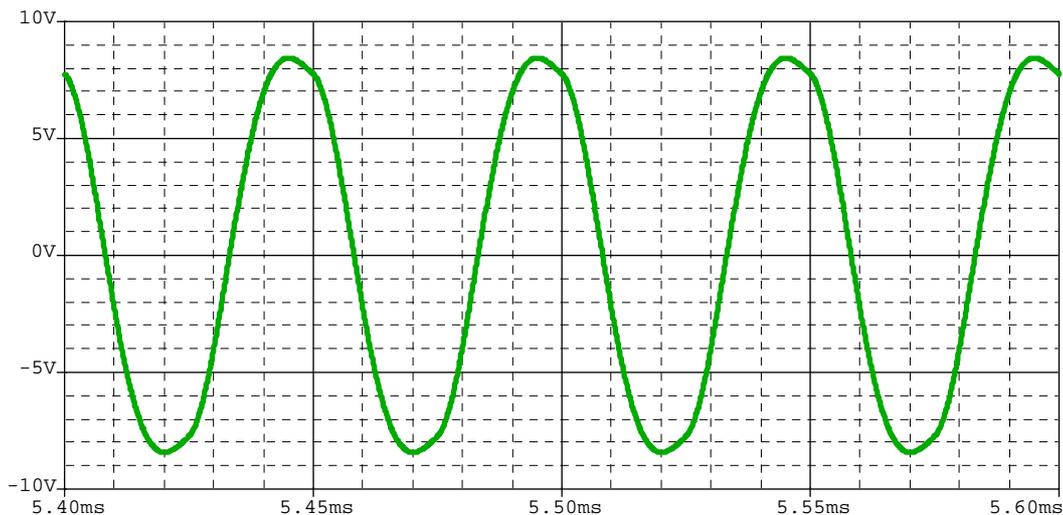
Componente	Amplitude normalizada
1 <sup>a</sup>	1
3 <sup>a</sup>	0,066
5 <sup>a</sup>	0,014
7 <sup>a</sup>	0,007

A corrente do indutor  $L_r$  é representada pela Fig. 4.19. A forma de onda é similar a apresentada na análise de funcionamento. A corrente de pico é de aproximadamente 18A.



**Fig. 4.19 – Corrente no indutor  $L_r$ .**

A queda de tensão no capacitor série é mostrada na Fig. 4.20. Observa-se que há uma queda de 9V no pico, na operação em carga nominal.



**Fig. 4.20 – Tensão sobre o capacitor série.**

## **4.5 Conclusões**

A partir de uma análise simplificada do conversor paralelo ressonante obteve-se a característica de saída. Com a simulação foram validados os resultados desta análise.

O conversor apresenta uma corrente fixa do indutor de ressonância, independente da variação de carga, para uma frequência fixa. A impedância do par LC é o que determina a amplitude desta corrente. Para cargas maiores há uma diminuição na corrente reativa. Da mesma forma, para uma carga menor a corrente reativa é maior. Este comportamento é inadequado para aplicações onde se tem uma variação ampla de carga e o rendimento elevado é necessário, já que a eficiência fica comprometida.

Verificou-se que o inversor paralelo ressonante pode operar em duas circunstâncias distintas, no ponto de vista de frequência de ressonância: para uma frequência de ressonância superior ( $\mu_o < 1$ ) ou inferior ( $\mu_o > 1$ ) à de comutação.

A corrente reativa apresentou-se maior na operação com  $\mu_o > 1$ . Porém, as comutações, nessa circunstância são todas não dissipativas, por zero de tensão (ZVS). No outro modo de operação apenas metade das comutações são suaves, por zero de corrente (ZCS).

Em uma frequência constante de trabalho e para uma tensão de saída superior a tensão de entrada o modo de operação mais conveniente é para  $\mu_o < 1$ . Para valores de  $\mu_o > 1$ , uma redução na carga causa uma exagerada elevação na tensão de saída. Esse comportamento inviabiliza a utilização deste ponto de trabalho nas circunstâncias citadas.

Uma metodologia de projeto do inversor paralelo ressonante operando em frequência fixa foi apresentada e aplicada. O projeto foi validado pelos resultados de simulação.

# Capítulo 5

## Modelagem e Controle

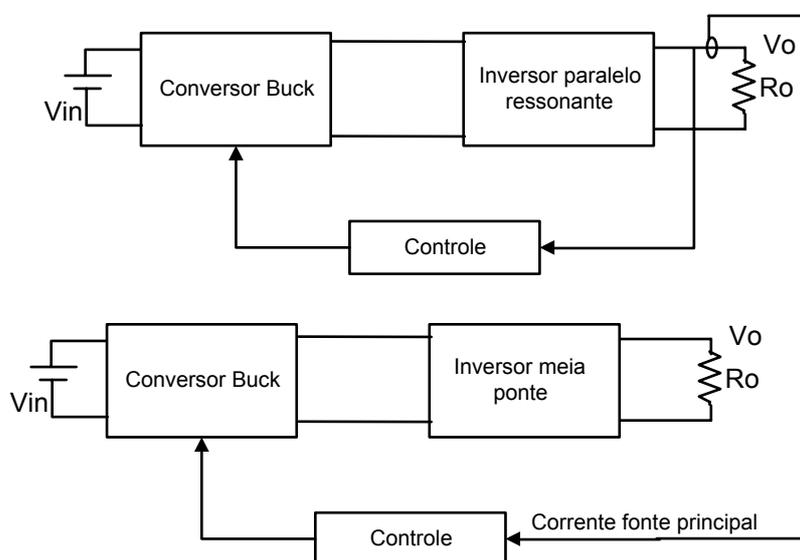
### 5.1 Introdução

Neste capítulo aborda-se os aspectos relativos ao controle da fonte principal e da fonte do filamento.

Ambas as estruturas apresentam uma metodologia de controle peculiar, pois a ação do controle é exercida no primeiro de dois estágios de conversão. O segundo estágio das duas fontes opera em um ponto fixo. A presença deste estágio, mesmo que operando com razão cíclica constante, influencia a resposta na dinâmica do sistema e o seu projeto.

A fonte de tensão do filamento é controlada pela corrente de saída na fonte de tensão principal e esta é controlada diretamente pela tensão de saída.

Na Fig. 5.1 são apresentados os diagramas em blocos dos elementos que compõe o sistema de controle da fonte principal e do filamento, respectivamente.



**Fig. 5.1 – Diagramas de blocos do controle das fontes de tensão principal e do filamento.**

Para o projeto de controle das estruturas é necessário conhecer a resposta dinâmica e estática da tensão de saída em relação às variáveis convenientes.

Portanto, primeiramente é necessário o conhecimento dos modelos lineares das fontes, de forma a definir o controle e a metodologia de projeto.

Em um primeiro passo é obtido o modelo linear das fontes. Posteriormente é desenvolvido o projeto de controle a partir dos modelos obtidos. Por fim, o projeto é validado por simulação numérica dos circuitos em malha fechada.

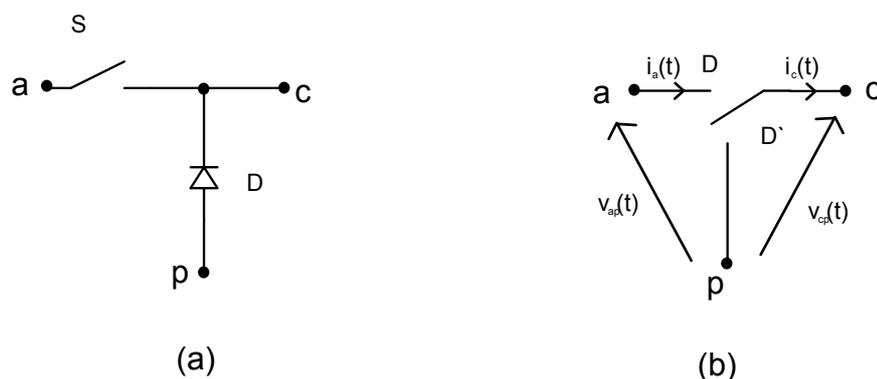
## 5.2 Modelagem

### 5.2.1 Modelo do interruptor PWM [16]

O interruptor PWM, mostrado na Fig. 5.2a é um dispositivo não linear de três terminais composto por um interruptor controlado e um não-controlado interconectados. Seus terminais são designados **a**, **p** e **c** e referem-se, respectivamente, aos terminais ativo, passivo e comum. Na Fig. 5.2b,  $D$  é a razão cíclica associada ao interruptor controlado e  $D'$  ( $D' = 1 - D$ ) ao interruptor não-controlado.

A designação das portas (pares de terminais de entrada e de saída) do interruptor PWM é importante à medida que ele é considerado um bloco básico na constituição de conversores e apresenta um conjunto de relações invariantes entre suas portas. Essas portas (ou pares de terminais), são designadas de portas de tensão e de corrente.

As relações invariantes entre esses pares de terminais podem ser, então, estabelecidas e isto é efetivado para o modo de condução contínua (CCM), isto é, a corrente no terminal comum é diferente de zero.



**Fig. 5.2 – Interruptores: controlado e não-controlado (a); interruptor PWM (b).**

Observa-se que a corrente instantânea no terminal ativo é sempre igual à corrente do terminal comum durante o intervalo  $DT_s$ . As tensões terminais instantâneas  $v_{ap}(t)$  e  $v_{cp}(t)$  são sempre coincidentes durante este intervalo. Dessa forma, as relações

invariantes para as quantidades terminais instantâneas são dadas pelas equações (5.1) e (5.2).

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.1)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t), & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0, & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.2)$$

Em geral, nos conversores as quantidades médias são de maior interesse para a determinação de suas características. Por isso as relações invariantes para quantidades terminais médias são estabelecidas com as devidas considerações em relação ao terminal de tensão **a-p**, o qual estará conectado a uma fonte de tensão ou a um capacitor. Isto, possivelmente, introduzirá uma resistência entre aqueles terminais, a resistência  $r_e$ . De outra forma,  $r_e$  é a resistência equivalente vista entre os terminais a e p. Considerando o intervalo  $DT_s$ , as grandezas médias são dadas por (5.3) e (5.4).

$$i_a(t) = d \cdot i_c \quad (5.3)$$

$$v_{cp} = \begin{cases} d(v_{ap} - i_c \cdot r_e \cdot d), & r_e \neq 0 \\ d \cdot v_{ap}, & r_e = 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Observa-se que  $d$  é o valor médio da razão cíclica e é expresso por (5.5). A razão cíclica do interruptor não-controlado é  $d'$ , ou seja,  $d' = (1 - d)$ . Também, em valores médios, as variáveis  $i_a$ ,  $i_c$ ,  $v_{ap}$  e  $v_{cp}$  são estabelecidas pelas equações (5.6), (5.7), (5.8) e (5.9) respectivamente. Uma perturbação mínima, no valor médio de determinada grandeza, é representada pelo seu correspondente símbolo com a sobreposição do acento circunflexo ( $\hat{\phantom{x}}$ ).

$$d = D + \hat{d} \quad (5.5)$$

$$i_a = I_a + \hat{i}_a \quad (5.6)$$

$$i_c = I_c + \hat{i}_c \quad (5.7)$$

$$v_{ap} = V_{ap} + \hat{v}_{ap} \quad (5.8)$$

$$v_{cp} = V_{cp} + \hat{v}_{cp} \quad (5.9)$$

Quando a perturbação for nula, o valor médio da grandeza poderá ser representado pela sua respectiva letra maiúscula, ou seja,  $i_a = I_a$ ,  $i_c = I_c$ , etc.

### 5.2.1.1 Modelo do interruptor PWM para razão cíclica constante

Supondo razão cíclica constante, isto é,  $d = D$ , que as quantidades terminais médias de tensão e de corrente, do interruptor PWM, sofram perturbações em virtude de variações das tensões de entrada ou de carga, e introduzindo estas perturbações nas expressões (5.3) e (5.4) estabelece-se as relações (5.10) e (5.11).

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c \quad (5.10)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} - \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D \cdot D' \quad (5.11)$$

Das expressões (5.10) e (5.11) obtém-se o circuito equivalente do interruptor PWM para valores médios e razão cíclica constante, mostrado na Fig. 5.3.

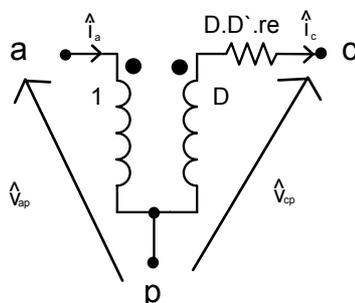


Fig. 5.3 - Circuito equivalente do modelo do interruptor PWM para variações em  $d$ .

### 5.2.1.2 Modelo do interruptor PWM para razão cíclica com perturbação

Admitindo que a razão cíclica apresente pequenas variações, isto é, que a razão cíclica tenha o valor dado por (5.5), as correntes  $i_a$ ,  $i_c$  e as tensões  $v_{ap}$  e  $v_{cp}$  também as apresentarão. Aplicando a perturbação (da razão cíclica) nas equações (5.3) e (5.4) resultam as expressões (5.12), (5.13), (5.14) e (5.15).

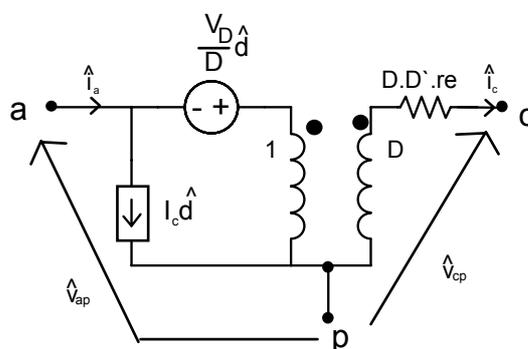
$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + I_c \cdot \hat{d} \quad (5.12)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} - \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D \cdot D' + V_D \hat{d} \quad (5.13)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D' - \frac{V_D}{D} \hat{d} \quad (5.14)$$

$$V_D = V_{ap} + I_c \cdot r_e \cdot (D - D') \quad (5.15)$$

Da expressão (5.12) a (5.15), obtém-se o circuito equivalente do interruptor PWM apresentado na Fig. 5.4.

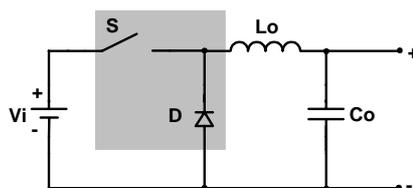


**Fig. 5.4 – Circuito equivalente do modelo do interruptor PWM para valores para variação de  $d$ .**

### 5.2.2 Modelo da Fonte Principal

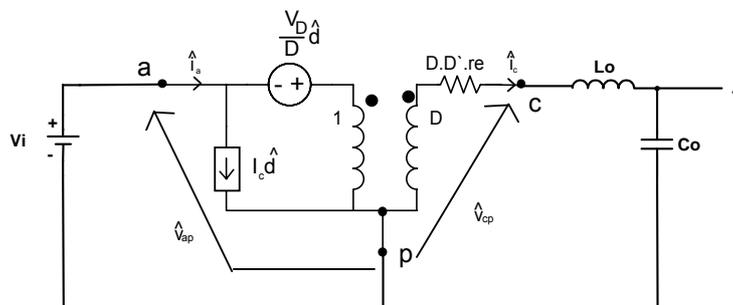
A fonte principal é composta por um conversor buck em cascata com um inversor paralelo ressonante com razão cíclica constante. Deseja-se controlar a tensão de saída do inversor a partir da variação da razão cíclica do Conversor buck. Portanto, é necessário determinar a função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  onde  $V_o$  é a tensão de saída do inversor.

O diagrama do conversor buck é apresentado na Fig. 3.1. Estabelece-se que o conversor opera em modo de condução contínua, com modulação por largura de pulso (PWM).



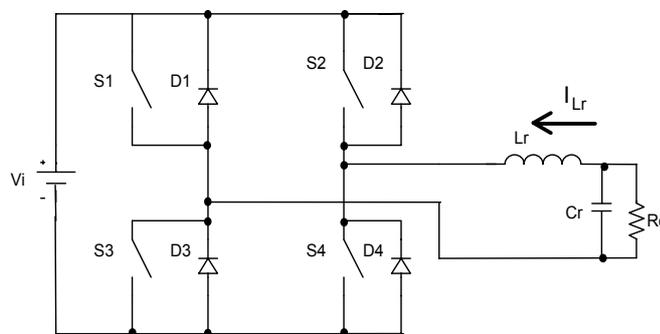
**Fig. 5.5 - Conversor CC-CC buck.**

O interruptor S e o diodo D formam uma célula de comutação. Esta célula é equivalente ao modelo do interruptor PWM. Substituindo a célula pelo modelo levantado, tem-se o circuito equivalente mostrado na Fig. 5.6.



**Fig. 5.6 – Circuito equivalente do Conversor buck usando o interruptor PWM.**

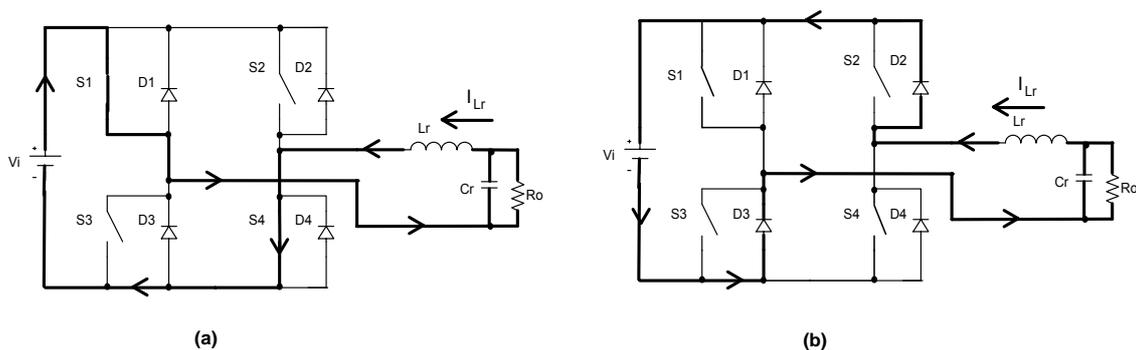
A topologia do conversor CC-CA paralelo ressonante é apresentada na Fig. 5.7. Estabelece-se que o conversor opera com frequência de comutação e razão cíclica constantes. Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados simultaneamente e complementarmente aos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ .



**Fig. 5.7 – Conversor CC-CA paralelo ressonante.**

Cada interruptor comandado é unidirecional e conduz corrente no sentido contrário ao sentido de condução de seu diodo em antiparalelo. Admite-se, também que a carga seja puramente resistiva.

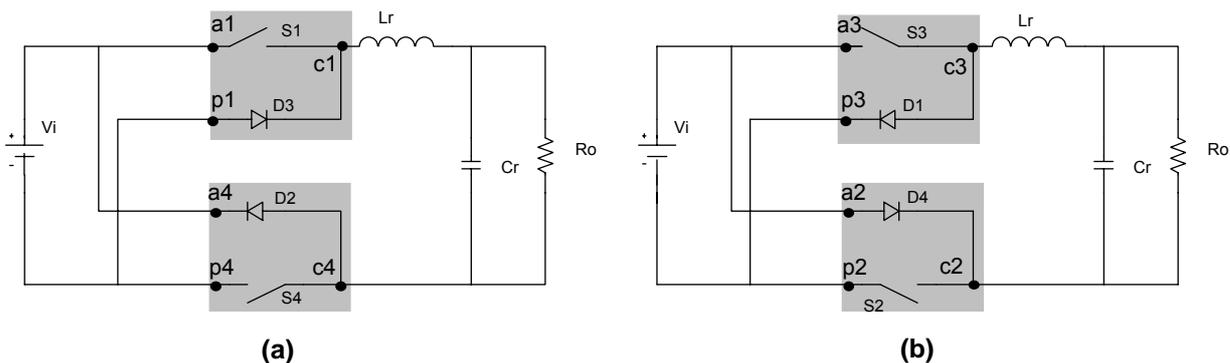
Este conversor possui quatro etapas principais de funcionamento. Há uma simetria com relação a corrente  $I_{Lr}$ , e assim as etapas de operação podem ser divididas em dois conjuntos complementares. Enquanto os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão ativados,  $S_2$  e  $S_3$  estão inibidos, e os diodos  $D_2$  e  $D_3$  estarão polarizados reversamente pela tensão  $V_i$ . Para  $I_{Lr}$  maior que zero, os interruptores conduzem durante o intervalo  $DT_s$  e os diodos  $D_2$  e  $D_3$  durante o intervalo  $(1-D)T_s$ . Esta situação dá origem ao circuito equivalente da Fig. 5.8.



**Fig. 5.8 – Etapas de operação do inversor paralelo ressonante para meio período de comutação.**

O conjunto complementar, quando  $S_2$  e  $S_3$  estão ativados e  $S_1$  e  $S_4$  estão inibidos, há mais duas etapas idênticas às apresentadas anteriormente. Porém, nestas a corrente  $I_{Lr}$  é menor que zero.

As situações apresentadas dão origem aos circuitos equivalentes apresentados na Fig. 5.9.



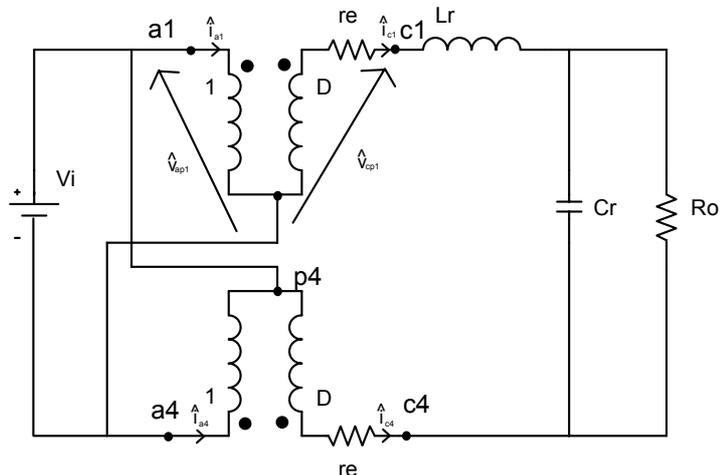
**Fig. 5.9 – Circuitos equivalentes do inversor explicitando o interruptor PWM:  $I_{Lr} > 0$  (a);  $I_{Lr} < 0$  (b).**

Na Fig. 5.9 estão destacadas as células de comutação de acordo com a orientação apresentada na Fig. 5.2a. Considerando que não ocorrem perturbações na razão cíclica, o circuito equivalente do inversor paralelo ressonante é obtido pela substituição destas células de comutação pelo circuito equivalente mostrado na Fig. 5.3. Esta consideração é razoável já que não haverá controle em malha fechada neste conversor. Portanto, apenas a perturbação de tensão de entrada, que é a saída do conversor buck, será não nula.

As substituições das células de comutação, pelo circuito equivalente do interruptor PWM no circuito da Fig. 5.9b, resultaria em um circuito similar ao equivalente da Fig. 5.9a. A diferença é que ocorre a permutação de  $D$  por  $D'$  e as resistências modeladas são diferentes. Com uma operação onde  $D=D'$ , desprezando as resistências parasitas e

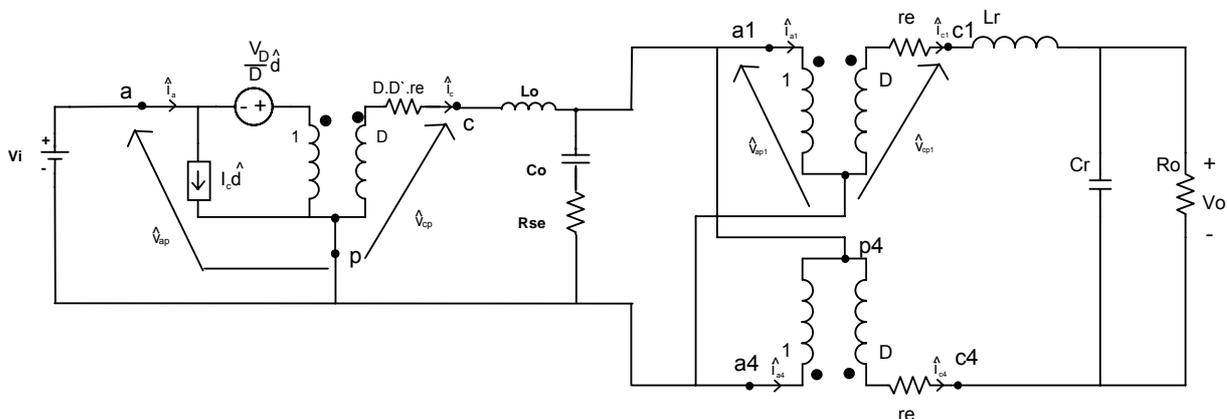
considerando os interruptores idênticos, tem-se um modelo equivalente igual para o conjunto de etapas complementares.

O circuito equivalente utilizando o modelo do interruptor PWM, levando em conta o exposto anteriormente, é apresentado na Fig. 5.10.



**Fig. 5.10 – Circuito equivalente do inversor usando o interruptor PWM.**

Desprezando as resistências parasitas do interruptor PWM, adicionando a resistência série equivalente dos capacitores, e substituindo a fonte  $V_i$  da Fig. 5.10 pelo conversor buck, tem-se o circuito equivalente da fonte principal apresentada na Fig. 5.11.



**Fig. 5.11 - Circuito equivalente da fonte principal usando o modelo do interruptor PWM.**

### 5.2.2.1 Análise CC da Fonte Principal

O modelo da Fig. 5.11 permite obter várias relações de interesse para se verificar o comportamento da fonte principal, formada pelo conversor buck e pelo inversor paralelo ressonante. Para sua análise CC, adotam-se as seguintes condições:

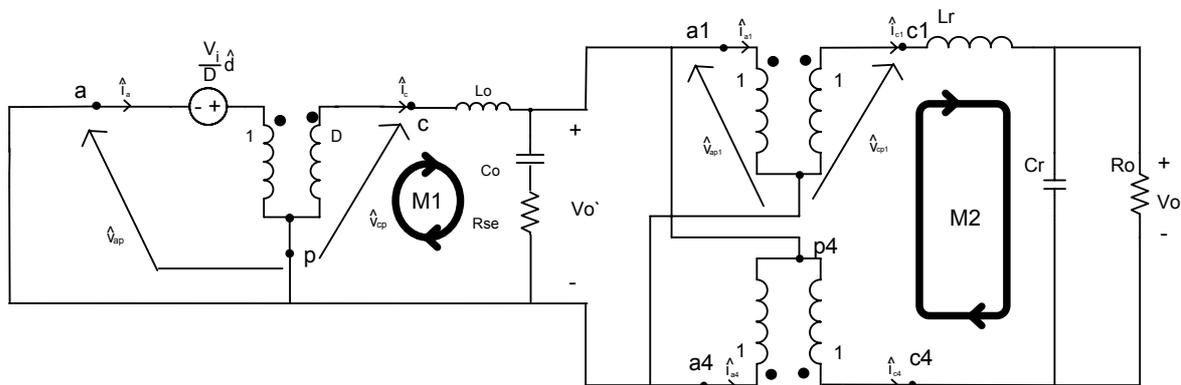
- o indutor é curto-circuitado;
- o capacitor é circuito aberto e somente sua resistência série equivalente é considerada;
- a razão cíclica é constante,  $d = D$ ;
- a tensão de entrada é constante;
- a tensão de saída é constante.

### 5.2.2.2 Determinação da função de transferência $V_o(s)/d(s)$

Nesta análise admite-se que a razão cíclica do conversor buck apresenta perturbação, considerando assim o circuito equivalente da Fig. 5.11. A fonte de entrada será considerada como uma fonte de tensão ideal que não apresenta perturbações. Portanto, esta é curto-circuitada.

A razão cíclica do inversor será definida igual a um, e as resistências parasitas do interruptor serão desprezadas.

O circuito equivalente fica mostrado pela Fig. 5.12.



**Fig. 5.12 – Circuito equivalente para obtenção de  $V_o(s)/d(s)$ .**

Da equação (5.12) à (5.15), das condições definidas e do circuito da Fig. 5.12, estabelece-se:

- Para o Interruptor S:

$$\hat{i}_a = D \hat{i}_c \quad (5.16)$$

$$\hat{v}_{cp} = \hat{v}_{ap} d(s) \quad (5.17)$$

$$\hat{v}_{ap} = V_i \quad (5.18)$$

- Para o interruptor  $S_1$ :

$$\hat{i}_{a1} = \hat{i}_{c1} \quad (5.19)$$

$$\hat{v}_{cp1} = \hat{v}_{ap1} \quad (5.20)$$

$$\hat{v}_{ap1} = V_o' \quad (5.21)$$

- Para o interruptor  $S_4$ :

$$\hat{i}_{a4} = \hat{i}_{c4} \quad (5.22)$$

$$\hat{v}_{cp4} = \hat{v}_{ap4} \quad (5.23)$$

$$\hat{v}_{ap4} = -V_o' \quad (5.24)$$

- nos nós  $c_1$ ,  $a_1$  e  $a_2$ :

$$\hat{i}_{a1} = \hat{i}_{c1} + \hat{i}_{p1} \quad (5.25)$$

$$\hat{i}_{a1} = -\hat{i}_{a4} \quad (5.26)$$

$$\hat{i}_{c1} = V_o' \cdot \frac{(1 + s \cdot C_r \cdot R_o)}{R_o} \quad (5.27)$$

$$\hat{i}_{c1} = -\hat{i}_{c4} \quad (5.28)$$

- Malhas  $M_1$  e  $M_2$ :

$$-\hat{v}_{cp} + \hat{i}_c \cdot L_o \cdot s + V_o' = 0 \quad (5.29)$$

$$V_o' - \hat{v}_{cp4} + \hat{i}_{c1} \cdot L_r \cdot s + V_o' + \hat{v}_{cp1} = 0 \quad (5.30)$$

A partir do conjunto de equações (5.16) a (5.30), após várias manipulações algébricas chega-se à expressão dada por (5.31). Esta é a função de transferência que relaciona variações na tensão de saída em função das variações de razão cíclica.

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{(sC_oR_{se} + 1)R_oV_i}{a \cdot s^4 + b \cdot s^3 + c \cdot s^2 + d \cdot s + R_o} \quad (5.31)$$

onde:

$$a = C_r R_o L_r C_o L_o;$$

$$b = C_o L_r (2C_r R_o R_{se} + L_o);$$

$$c = C_o L_o (R_o + R_{se}) + L_r (C_r R_o + C_o R_{se}) + L_o C_r R_o;$$

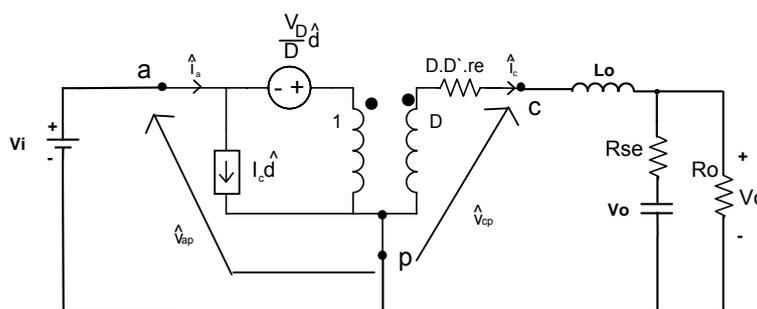
$$d = L_r + L_o + C_o R_{se} R_o$$

### 5.2.3 Modelo da Fonte do Filamento

A fonte de tensão do filamento do tubo de raios X é composta por um conversor buck em cascata com um inversor meia ponte com razão cíclica constante. O inversor de saída não possui filtro, já que a tensão sobre o filamento é alternada em alta frequência. Por esta razão o inversor não introduz pólos ou zeros na planta, comportando-se apenas como um ganho estático.

Deseja-se controlar a tensão de saída do inversor a partir da variação da razão cíclica do conversor buck. Portanto, é necessário determinar a função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  onde  $v_o$  é a tensão de saída do inversor.

Considerando o inversor apenas como um ganho de tensão, a função de transferência  $V_o(s)/d(S)$  da fonte do filamento pode ser modelada como mostrado na Fig. 5.14.



**Fig. 5.13 – Circuito equivalente do Conversor buck usando o interruptor PWM para fonte do filamento.**

#### 5.2.3.1 Determinação da função de transferência $V_o(s)/d(s)$

A partir do circuito apresentado na Fig. 5.14 e aplicando análise de circuitos pode-se determinar a função de transferência  $v_o(s)/d(s)$ . Este processo é similar ao realizado

na determinação do modelo da fonte principal. O resultado obtido é apresentado na equação (5.32).

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_i \cdot (s \cdot R_o \cdot R_{se} \cdot C_o + R_o)}{V_i \cdot (s^2 \cdot C_o \cdot L_o \cdot (R_{se} + R_o) + s \cdot (R_{se} \cdot R_o \cdot C_o + L_o) + R_o)} \quad (5.32)$$

### 5.3 Controle da Fonte Principal

A partir do estudo da função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  dada pela equação (5.31) pode-se obter um controlador que atenda os requisitos de projeto para a fonte principal.

Levando-se em conta os parâmetros e os componentes determinados no projeto de potência obtém-se a função de transferência apresentada em (5.33).

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{0,0525s + 5250}{1,278 \cdot 10^{-16} \cdot s^4 + 1,461 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 7 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 0,000423 \cdot s + 35} \quad (5.33)$$

O controle da razão cíclica é feito por uma tensão de controle. Esta tensão é aplicada sobre uma onda dente de serra para gerar a razão cíclica. Assim, para a malha de controle é conveniente determinar a função de transferência de  $V_o(s)/V_c(s)$ .

A relação de  $d(s)$  e  $V_c(s)$  é dada por:

$$v_c(s) = d(s) \cdot V_t \quad (5.34)$$

onde:

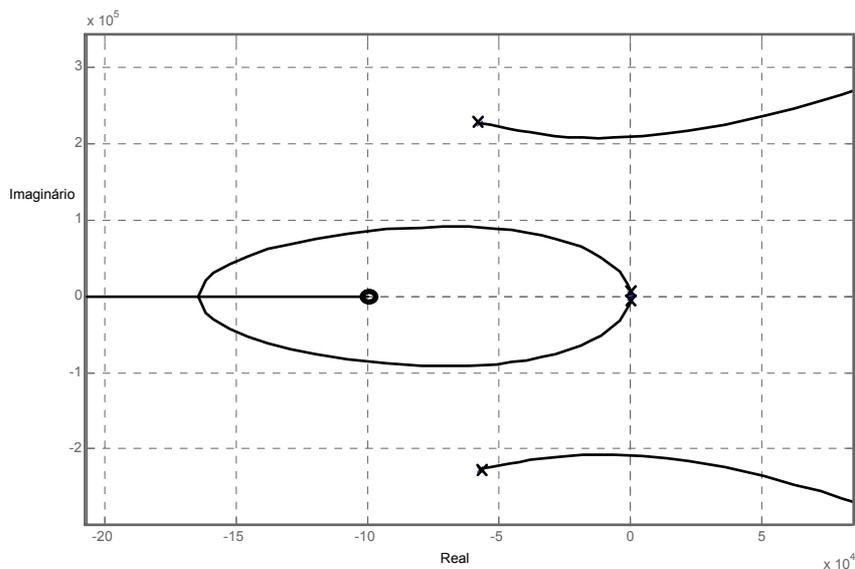
$v_c$  é a tensão de controle;

$V_t$  é a tensão de pico da dente de serra do PWM.

Substituindo a equação (5.34) em (5.33) encontra-se a função de transferência  $v_o(s)/v_c(s)$  dada por (5.35). A tensão  $V_t$  escolhida é igual a 15V.

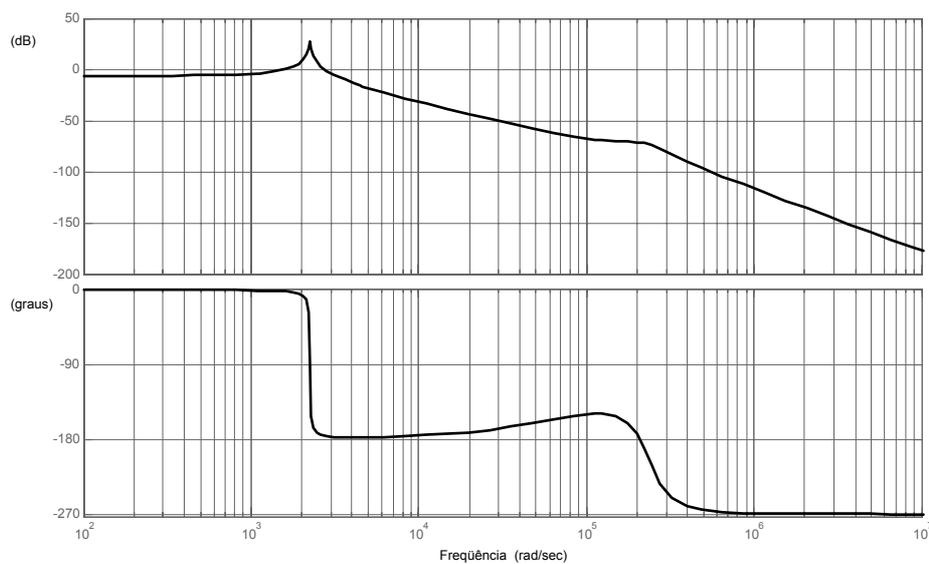
$$\frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{0,0525s + 5250}{15 \cdot (1,278 \cdot 10^{-16} \cdot s^4 + 1,461 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 7 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 0,000423 \cdot s + 35)} \quad (5.35)$$

O lugar geométrico das raízes da função apresentada é mostrado na Fig. 5.14. Verifica-se que a partir de um determinado ganho, para um controlador proporcional em malha fechada, o sistema é instável.



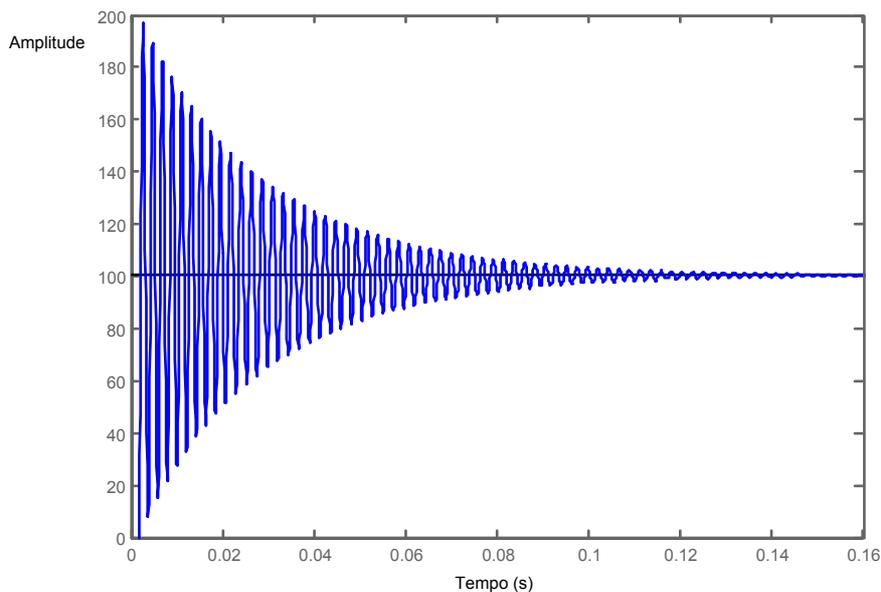
**Fig. 5.14 – Lugar geométrico das raízes sem controlador**

O Diagrama de Bode em laço aberto é apresentado na Fig. 5.15.



**Fig. 5.15 – Diagrama de Bode em malha aberta.**

Na Fig. 5.16 é apresentada a resposta ao degrau unitário no tempo, do modelo levantado para a fonte principal.



**Fig. 5.16 - Resposta no tempo do modelo ao degrau unitário.**

A função de transferência possui um zero e dois pares de pólos dados por:

a) Zero:

- 100krad/s

b) Pólos:

- $(-57,143 \pm 227i)$ krad/s
- $(-25 \pm 2240i)$  rad/s

O par de pólos complexos  $(-25 \pm 2240i)$  rad/s são os mais lentos, e predominam na resposta transitória do sistema. Devido à proximidade com o eixo imaginário, esse par de pólos causa a oscilação na resposta ao degrau apresentada na Fig. 5.16.

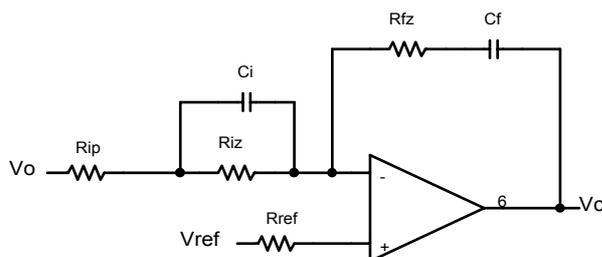
A tensão de saída da fonte principal alimenta os multiplicadores que fornecem a alta tensão ao tubo de raios X. É desejável que a tensão sobre o tubo tenha uma oscilação reduzida. Portanto, as características desejáveis para a compensação da fonte principal são dadas por:

- Erro ao degrau, em regime, nulo;
- Rejeição à perturbação de carga na tensão de saída;
- Reduzido sobressinal nos transitórios;
- Resposta transitória rápida e com reduzida oscilação.

Para atender à primeira exigência, o sistema deve apresentar um pólo na origem, ou seja, um integrador. Como a planta não possui naturalmente um pólo nulo, é necessário que o compensador tenha este integrador. O pólo nulo assegura também a rejeição de perturbação do tipo degrau.

Para evitar a oscilação durante o transitório deve-se garantir que os pólos dominantes em malha fechada sejam reais ou estejam próximos ao eixo real. Para isso é necessário que o compensador forneça um avanço de fase. O r escolhido, é um PID (Proporcional integral derivativo).

A configuração do controlador utilizando um amplificador operacional é apresentada na Fig. 5.17.



**Fig. 5.17 – Controlador PID escolhido.**

A função de transferência  $V_c(s)/V_o(s)$  do compensador é dada pela equação (5.36)

$$\frac{V_c(s)}{V_o(s)} = \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s) \cdot (1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot s)}{C_f \cdot s \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left( 1 + C_i \cdot s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right)} \quad (5.36)$$

A amostragem da tensão de saída é realizada a partir de um divisor resistivo. Desta forma existe um ganho na amostragem que deve ser considerado na planta. O ganho da amostragem é dada pela relação entre tensão de referência e a tensão de saída máxima, como mostrado na equação (5.37). O ganho é adicionado ao controlador.

$$A_{amost} = \frac{V_{o\max}}{V_{ref}} \quad (5.37)$$

onde:

$A_{amost}$  é o ganho da amostragem;

$V_{o\max}$  é a tensão máxima de saída;

$V_{ref}$  é a tensão de referência.

No controlador escolhido, podem ser ajustadas as posições dos zeros e de um pólo, já que o segundo é fixo na origem. Para minimizar o efeito do par de pólos complexos dominantes da planta optou-se por inserir um par de zeros no módulo da freqüência de ressonância destes. Para o ajuste da posição do pólo levou-se em conta a

necessidade de acréscimo no ganho de fase, optando-se assim, por uma frequência elevada, muito maior que a frequência dos zeros.

Os posicionamentos dos zeros e do pólo ficaram então:

Zeros:

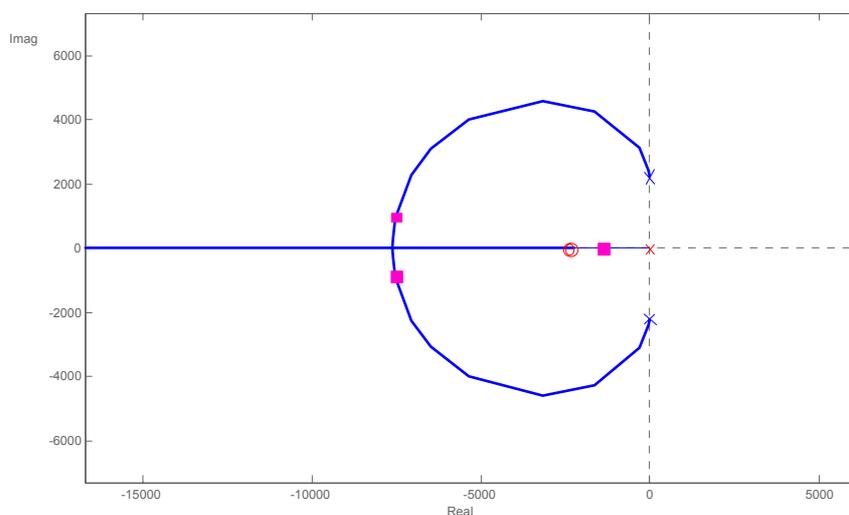
- $-2,23\text{krad/s}$ .

Pólo:

- $-100\text{krad/s}$ .

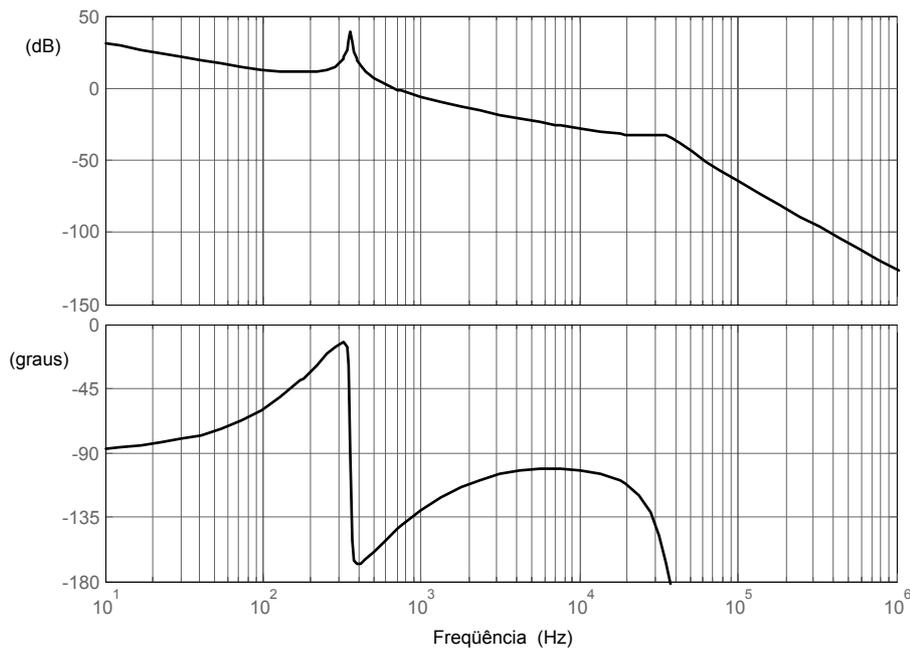
O ganho do controlador determina a frequência de cruzamento do sistema em malha aberta, e em malha fechada é equivalente à frequência de corte. A frequência de corte escolhida foi de aproximadamente 2kHz. Optou-se por uma frequência de corte relativamente baixa para garantir um controle mais robusto. O ajuste do ganho foi realizado utilizando a ferramenta Rltools do programa Matlab.

Na Fig. 5.18 é apresentado o lugar geométrico das raízes, em detalhe, com o controlador escolhido. Está representada apenas a região próxima ao eixo imaginário, onde se encontram os pólos dominantes do sistema.



**Fig. 5.18 – Lugar geométrico das raízes com controlador ajustado.**

Na Fig. 5.19 é apresentado o diagrama de Bode em malha aberta com os parâmetros escolhidos do compensador. A margem de fase ficou em cerca de  $40^\circ$  e a frequência de corte em 500Hz.



**Fig. 5.19 – Diagrama de Bode e de fase em laço aberto do sistema compensado.**

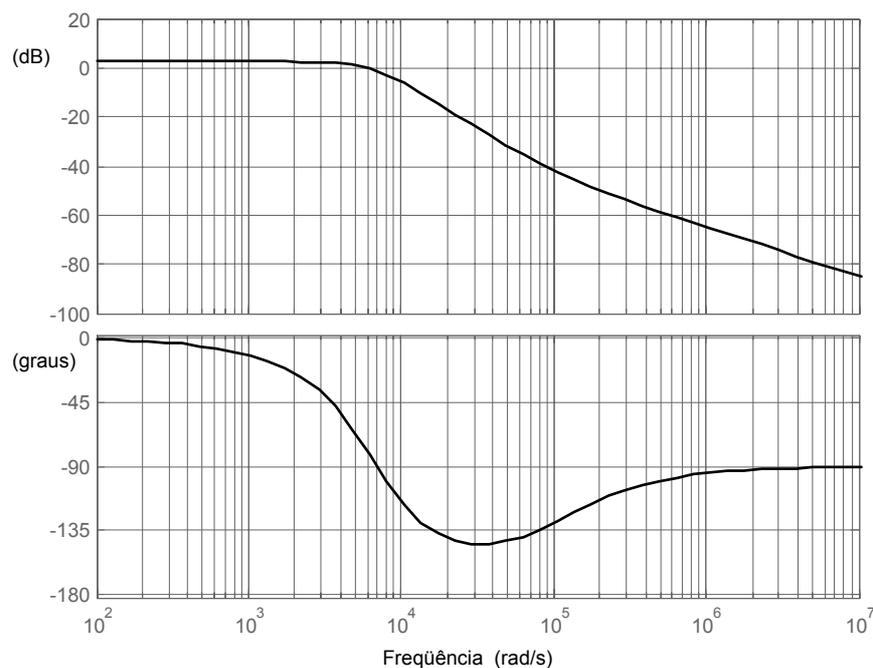
#### **5.4 Controle da Fonte do Filamento**

A partir do estudo da função de transferência  $V_o(s)/d(s)$  dada pela equação (5.32) pode-se obter um controlador que atenda os requisitos de projeto para a fonte do filamento do tubo de raios X.

Conforme os parâmetros e os componentes determinados no projeto de potência, obtém-se a função de transferência apresentada em (5.33).

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{26,67 \cdot 10^{-6} \cdot s + 2,67}{46,75 \cdot 10^{-9} s^2 + 0,445 \cdot 10^{-3} \cdot s + 2} \quad (5.38)$$

Na Fig. 5.20 é apresentado o Diagrama de Bode da função de transferência (5.38)



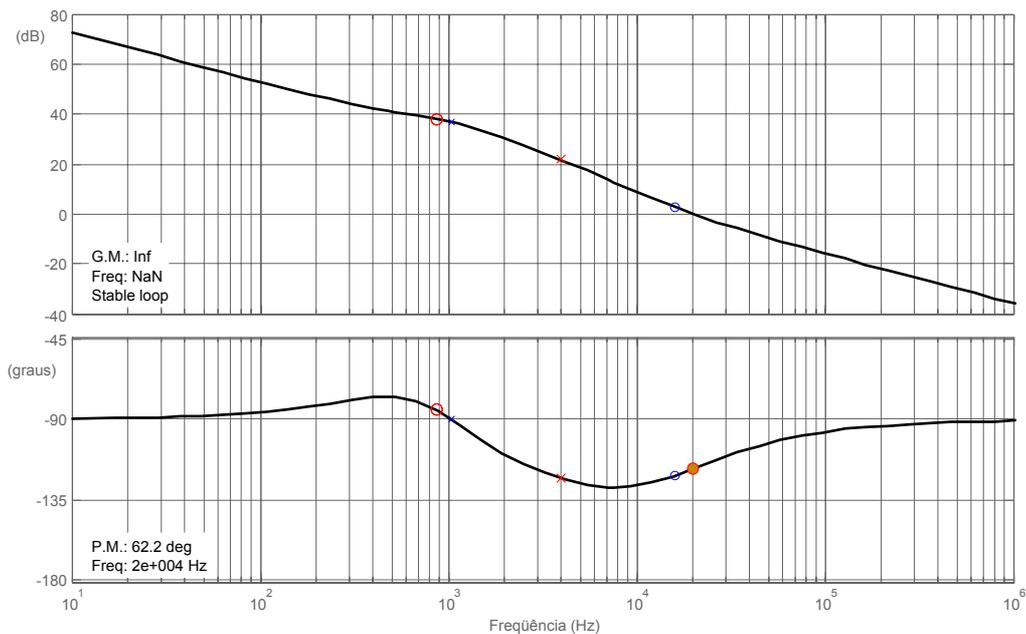
**Fig. 5.20 – Diagrama de Bode e de fase da função de transferência da fonte do filamento.**

A estratégia de controle utilizada para esta fonte é a apresentada em [10].

O controlador utilizado é o apresentado na Fig. 5.17, do tipo PID. Os zeros do controlador são situados sobre os pólos da planta e o pólo sobre o zero. A frequência de corte escolhida foi quatro vezes menor que a frequência de comutação do conversor buck.

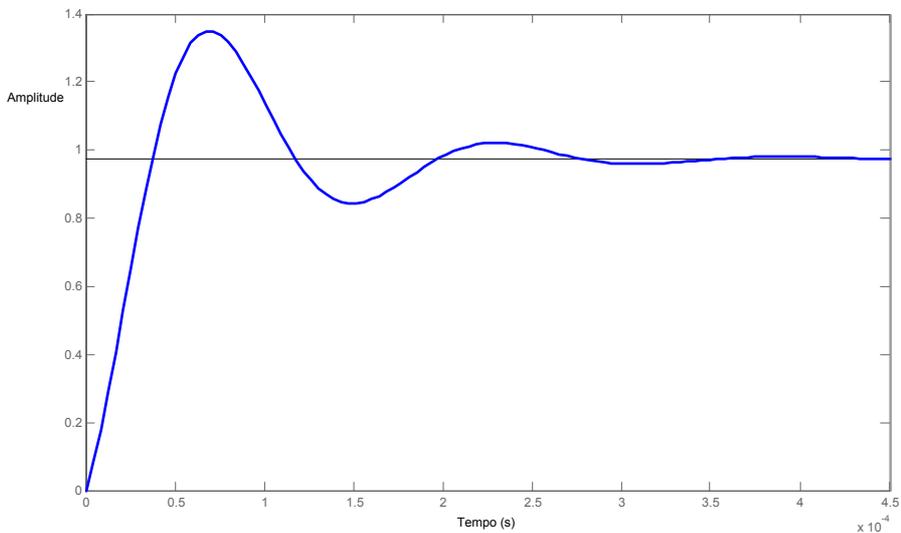
Da mesma forma que no controle da fonte principal, o compensador tem um pólo na origem, o que garante erro nulo em regime para uma entrada em degrau.

O diagrama de bode do sistema com o controlador projetado é apresentado na Fig. 5.21. Verifica-se que a margem de fase é de  $62^\circ$  e a frequência de corte é de 20kHz.



**Fig. 5.21 - Diagrama de Bode e de fase da função de transferência com compensador.**

A resposta ao degrau unitário do sistema com compensador em malha aberta é apresentado na Fig. 5.22.



**Fig. 5.22 – Resposta ao degrau unitário.**

## 5.5 Resultados de Simulação

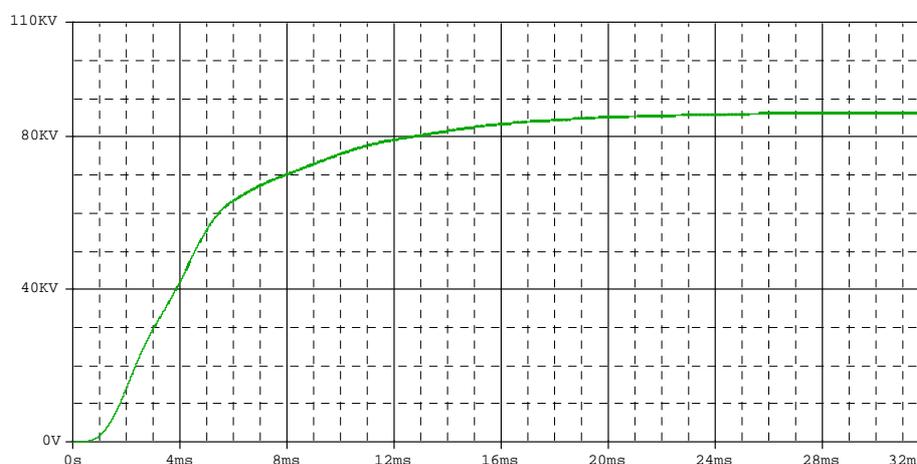
Os resultados aqui apresentados visam comprovar o funcionamento adequado das malhas de controle da fonte principal e da fonte do filamento projetadas. Os

resultados relevantes para comprovar o correto funcionamento do controle são as formas de onda do transitório de partida e transitórios de carga.

### 5.5.1 Fonte de Tensão Principal

A seguir são apresentados os resultados da simulação da fonte principal em malha fechada.

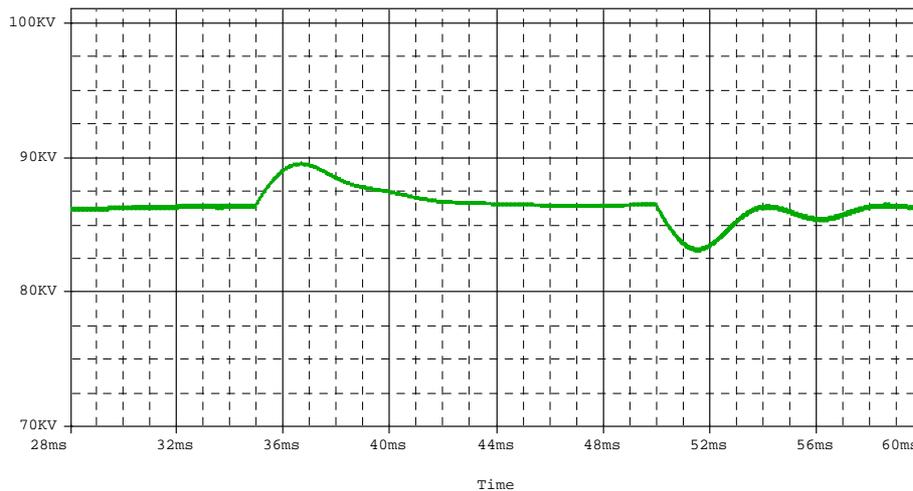
Na Fig. 5.23 é apresentada a tensão de saída no transitório de partida da fonte principal para carga nominal e controle em malha fechada. Observa-se que o transitório é suave, sem sobressinal e atinge regime em aproximadamente 20ms.



**Fig. 5.23 – Transitório de partida da fonte principal.**

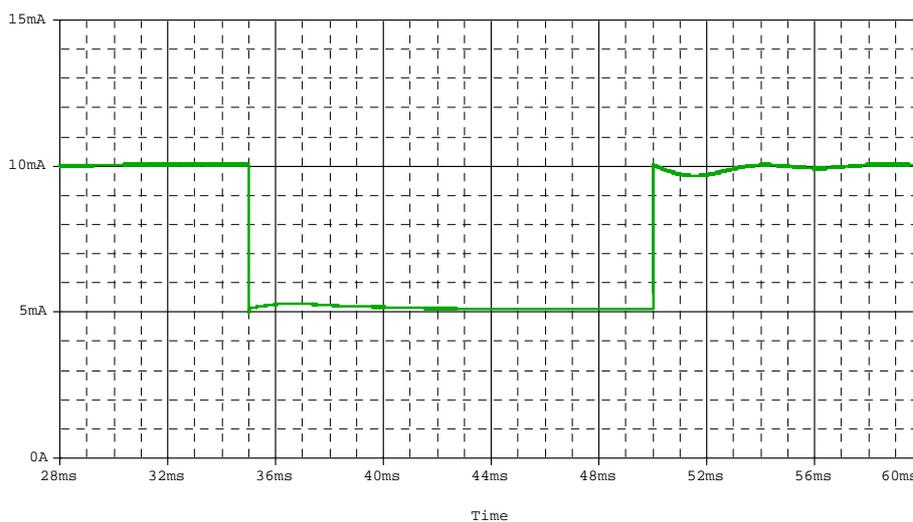
Na Fig. 5.24 é apresentada a tensão de saída para um transitório de carga de 50% em regime. No primeiro momento a fonte opera com carga nominal, posteriormente, no instante 35ms, a carga é reduzida para 50% da nominal, e por fim, em 50ms, retorna a 100%.

Observa-se que há um sobrepasse de aproximadamente 3kV que equivale a cerca de 4% da tensão nominal.



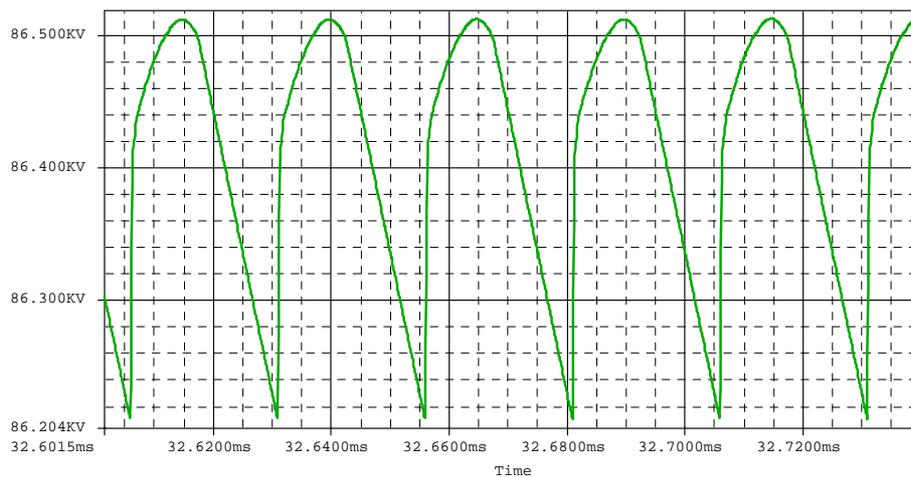
**Fig. 5.24 – Tensão de saída com transitório de carga de 50%.**

A corrente de saída durante o transitório de carga é apresentado na Fig. 5.25



**Fig. 5.25 – Corrente de saída durante transitório de carga.**

A ondulação em alta freqüência da tensão de saída é apresentada na Fig. 5.26, em detalhe. A oscilação é de aproximadamente 300V, cerca de 0,4% da tensão nominal.

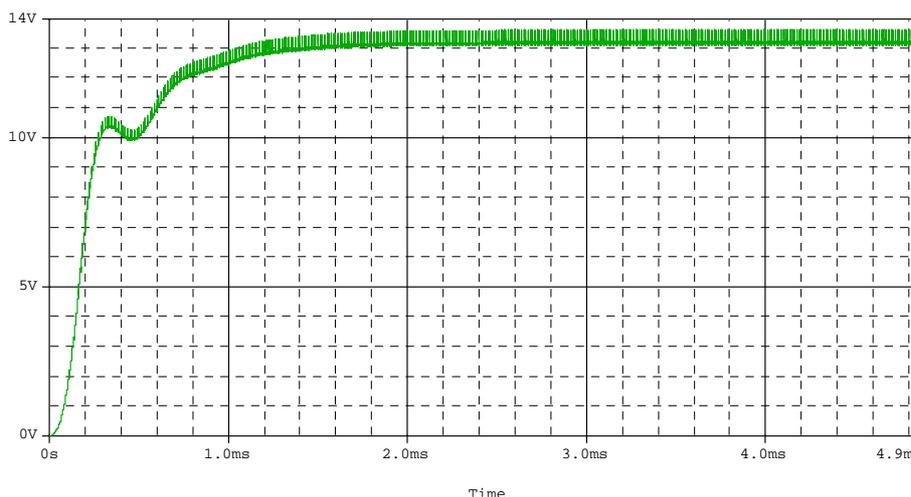


**Fig. 5.26 – Ondulação na tensão de saída da fonte principal.**

### 5.5.2 Fonte de Tensão do Filamento

A seguir são apresentados os resultados da simulação da fonte do filamento em malha fechada.

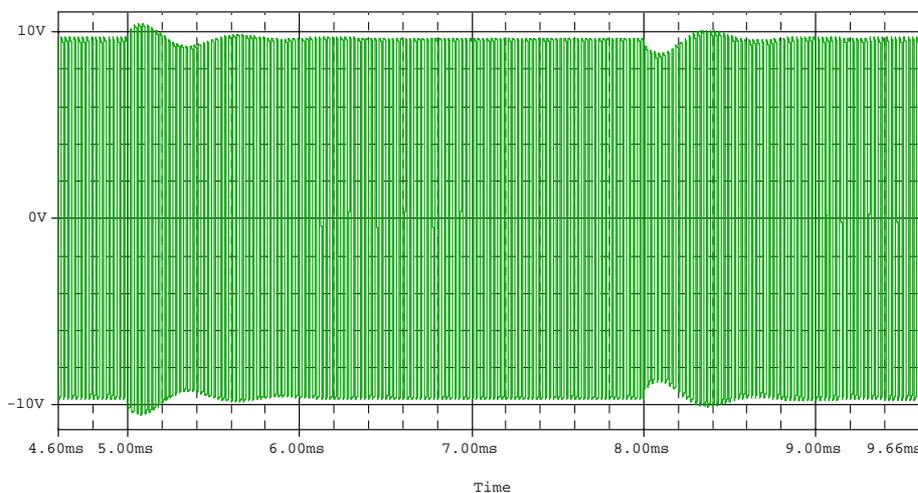
Na Fig. 5.27 é apresentada a tensão de saída do conversor buck da fonte do filamento no transitório de partida, para carga nominal e controle em malha fechada. Neste controle já está adicionado um circuito de partida suave, para que não ocorra sobressinal. O regime é atingido em aproximadamente 2ms.



**Fig. 5.27 – Tensão de saída do conversor buck da fonte de filamento durante transitório de partida.**

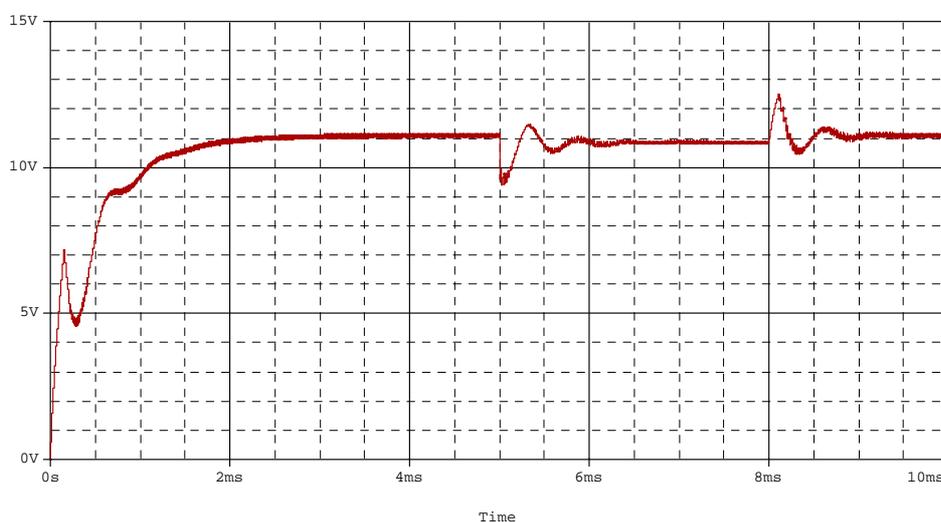
Na Fig. 5.24 é apresentada a tensão de saída para um transitório de carga de 50% em regime. No primeiro momento a fonte opera com carga nominal, posteriormente

a carga é reduzida, no instante 5ms, para 50% da nominal, e por fim retorna a 100%, em 8ms.



**Fig. 5.28 – Tensão de saída da fonte do filamento para um transitório de carga de 50%.**

Na Fig. 5.29 é apresentado o sinal do controlador de tensão durante o transitório de partida e o transitório de carga. Verifica-se a estabilidade do sistema e a atuação do controle durante o transitório de 50% da carga nominal.



**Fig. 5.29 – Tensão de controle na partida e no transitório de carga.**

## 5.6 Conclusões

A fonte principal de dois estágios pode ser representada utilizando o modelo do interruptor PWM. O circuito equivalente da fonte inclui o conversor buck e o inversor

paralelo ressonante com razão cíclica constante. Esta modelagem apresentou bons resultados, comprovados pelo controle implementado e simulado.

O procedimento de projeto aplicado em ambas as fontes assemelha-se com o de conversores CC-CC clássicos com filtro LC de saída. Entretanto, o inversor na saída limita o ganho e a dinâmica da resposta em malha fechada.

Os resultados de simulação obtidos com os circuitos projetados para o controle comprovaram a análise teórica desenvolvida e a viabilidade da implementação da estrutura.

## **Capítulo 6**

### **Implementação e Resultados Experimentais.**

#### ***6.1 Introdução***

O dimensionamento das estruturas de potência e os compensadores para a fonte de alimentação do tubo de raios X foram projetados e simulados nos capítulos anteriores. Para a fabricação do protótipo são necessários circuitos auxiliares como drivers e proteções.

Neste capítulo são especificados os circuitos necessários para implementação prática das fontes de alimentação, bem como a experimentação desses circuitos projetados e a análise dos resultados obtidos.

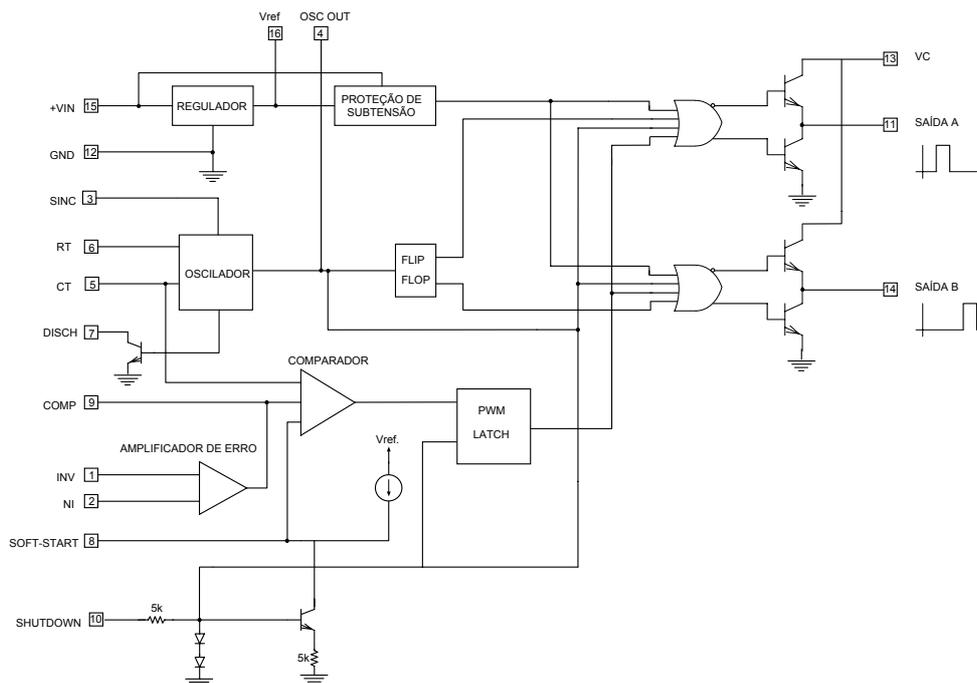
Em uma primeira etapa serão apresentados os circuitos integrados com funções específicas para geração de sinais PWM e drivers de comando para interruptores de potência. Posteriormente, para cada fonte, os esquemáticos desenvolvidos, a listagem de componentes e os resultados experimentais.

#### ***6.2 Circuitos de Comando***

O circuito de comando pode ser dividido em duas etapas distintas: circuito de geração do sinal PWM e circuito de comando do interruptor. Nos tópicos subseqüentes, são mostrados os estudos de cada um destes dispositivos.

##### **6.2.1 Geração do sinal de controle PWM**

Um dos mais populares circuitos no mercado que operam com modulação por largura de pulsos é o UC3525, cuja estrutura básica é apresentada na Fig. 6.1.



**Fig. 6.1 - Diagrama de blocos do circuito integrado UC3525**

Este circuito integrado deve ser alimentado através do pino 15 com uma tensão contínua entre 8 e 35V. Um circuito de proteção denominado *undervoltage lockout* é responsável por inibir os pulsos de comando até que a tensão de entrada ( $V_{in}$ , pino 15) seja superior a 8V. Internamente existe um regulador de tensão responsável por estabelecer uma tensão da ordem de 5,1V (pino 16) usada como tensão de referência e para alimentar os circuitos internos.

Um gerador de onda dente de serra tem sua frequência determinada por um par RC conectado aos pinos 5 e 6. Para o 3525, o fabricante recomenda a operação em frequências entre 100Hz e 500kHz. A rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 2,5V e pode ser observada no pino 4 do integrado.

Por meio do pino 7 pode-se ajustar o tempo de descarga do capacitor, ajustando-se assim, o tempo morto entre os pulsos na saída.

O sinal do oscilador aciona um *flip-flop*, selecionando para qual das duas saídas será ligada. Este sinal passa por um *latch*, de modo a garantir um único pulso por ciclo, podendo ainda ser inibido pela entrada de *shutdown* (pino 10), o qual atua em um tempo da ordem de 200ns. A saída dupla permite o comando de uma topologia *push-pull*. Os transistores podem fornecer no máximo 200mA, suportando 60V. Caso haja a necessidade de maiores níveis de corrente nas saídas deve ser providenciado um *driver* externo.

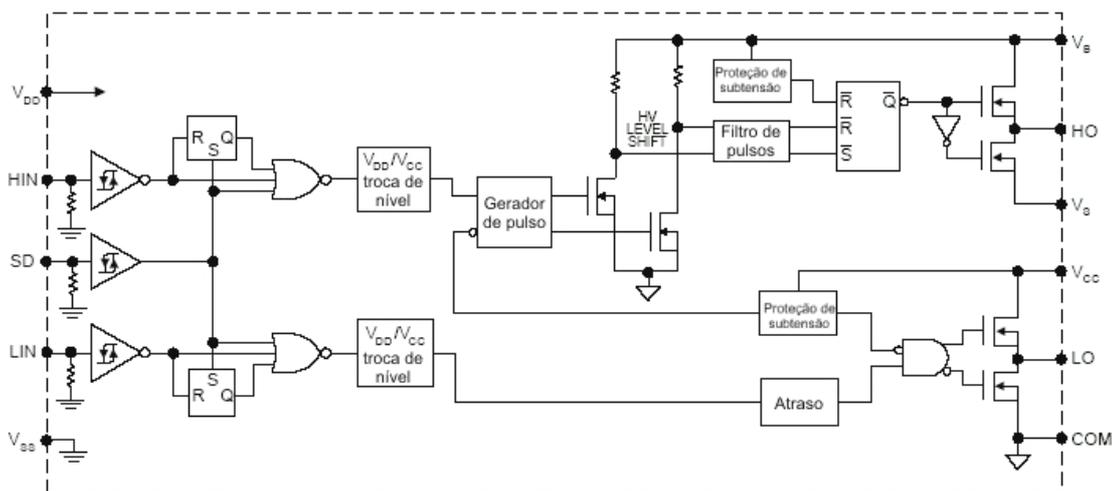
O comparador possui 3 entradas. Uma delas proveniente do gerador de rampa, outra fornecida pela saída do amplificador de erro e a última pelo pino 8, responsável pela partida progressiva (*soft-start*).

O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, apresenta uma elevada impedância de saída, comportando-se como uma fonte de corrente. O compensador pode ser construído a partir do próprio amplificador operacional interno ao CI. Caso não haja a necessidade de malha fechada, curto-circuita-se os pinos 1 e 9 para obter a configuração de seguidor de sinal. O amplificador limitador de corrente pode ser usado no modo linear ou com limitação pulso a pulso. Sua tensão de limiar é de 200mV.

## 6.2.2 Drivers de comando

### 6.2.2.1 IR2110

O IR2110 é um circuito integrado de um driver que pode ser empregado até níveis de tensão de 500V para comandar interruptores de potência na configuração em meia ponte, normalmente com sinais de comando complementares. Na Fig. 6.2 é apresentado o diagrama em blocos deste circuito integrado.



**Fig. 6.2 – Diagrama em blocos do driver IR2110.**

Este circuito tem dois canais de entrada separados para aplicar os sinais gerados pelo circuito de controle. Esses sinais podem ou não ser complementares. Também possui dois canais de saída separados para poder obter os sinais de comando dos interruptores. Chama-se ao canal referenciado à fonte flutuante (princípio "Bootstrap") como canal de alto potencial ("High Side Channel"), e ao outro canal referenciado ao

potencial de terra da fonte auxiliar de alimentação como canal de baixo potencial ("Low Side Channel").

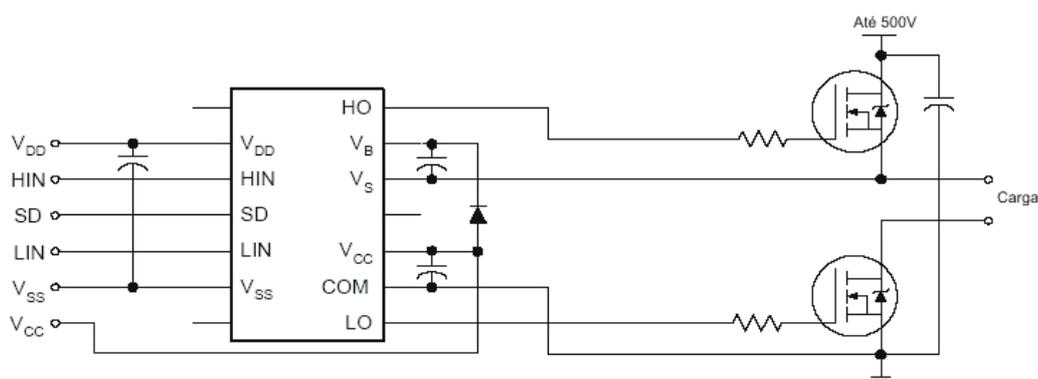
O driver utiliza somente uma fonte auxiliar, porque a fonte flutuante é gerada a partir desta, utilizando um diodo rápido com tensão inversa maior que 500V e um capacitor "Bootstrap".

Para inibir os sinais de saída de gate é suficiente colocar em nível alto o pino 11 do driver, porém, durante a operação normal tal pino sempre deve permanecer em nível baixo.

A capacidade de corrente de pico de cada saída é de 2A. Os tempos de subida e de descida dos sinais são de 50ns e 40ns para uma carga capacitiva de 3.300pF. Os tempos de atraso na propagação dos sinais na entrada em condução e no bloqueio, então na ordem de 120ns e 94ns. Pode operar até frequências acima de 100kHz.

Apresenta proteção de subtensão da fonte auxiliar de alimentação. Quando ocorre uma subtensão, a lógica interna do driver inibe os sinais de saída de gate imediatamente. Esta proteção é necessária para evitar que baixas tensões de gate permitam operar o interruptor de potência na região linear provocando perdas exageradas que podem destruir por excesso de temperatura.

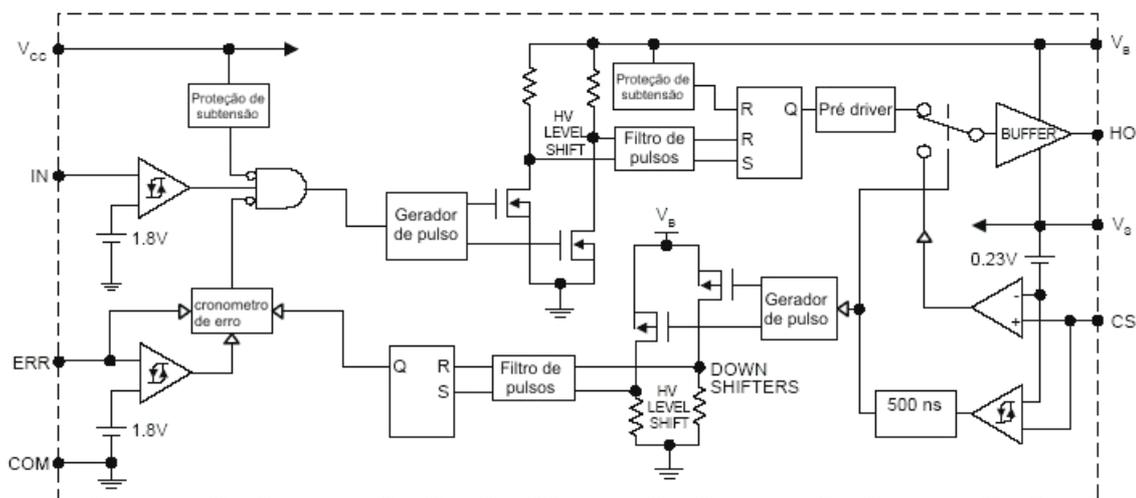
As conexões típicas do IR2110 são mostradas na Fig. 6.3.



**Fig. 6.3 – Conexões típicas para o driver IR2110.**

### 6.2.2.2 IR2125

O driver IR2125 é um circuito integrado de alta performance, para acionar interruptores de potência. Na Fig. 6.4 é apresentado o diagrama em blocos deste integrado.



**Fig. 6.4 – Diagrama em blocos do IR2125.**

A máxima tensão que ele pode suportar é de 500V.

Este circuito tem um canal de entrada por onde é aplicado o sinal gerado pelo circuito de controle e um canal de saída por onde é obtido o sinal para comandar o interruptor de potência. O canal deste driver pode operar no modo de canal de alto potencial para comandar o interruptor superior de um braço, ou pode operar no modo de canal de baixo potencial para comandar o interruptor inferior do braço.

O driver utiliza somente uma fonte auxiliar. No caso de ser empregado o driver para comandar o interruptor superior que opera no modo de canal de alto potencial é necessário gerar uma fonte de alimentação flutuante (princípio "Bootstrap") com um diodo e um capacitor; porém, na operação no modo de canal de baixo potencial não é necessária a fonte flutuante.

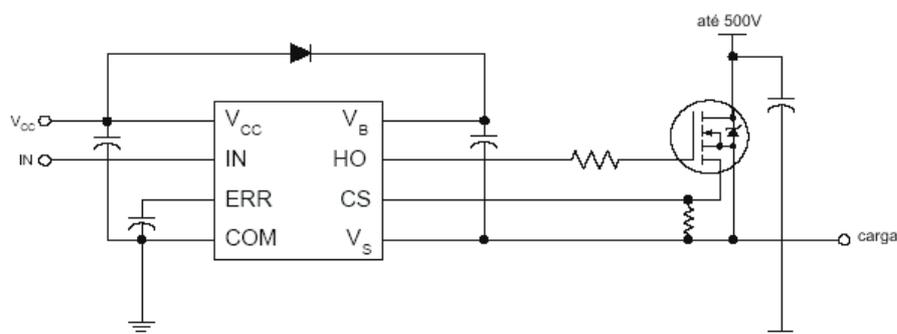
Para inibir o sinal de saída é suficiente aplicar uma tensão de 1,8V no pino IN. No caso de operação normal a tensão em tal pino deve ser menor que 1,8V.

A capacidade de corrente de pico da saída é menor que 2A. Os tempos de subida e descida dos sinais são de 80ns e 50ns para uma carga capacitiva de 3300pF. Os tempos de atraso na propagação dos sinais na entrada em condução e no bloqueio então na ordem de 140ns e 140ns, e pode operar até frequências acima de 100kHz.

O integrado não apresenta proteção de curto-circuito ou sobrecorrente do interruptor de potência de maneira direta. Porém tem lógica para utilizar um sensor resistivo externo de corrente, que quando a tensão sobre o mesmo é maior que 230mV bloqueia imediatamente. Possui também uma proteção de subtensão da fonte auxiliar de alimentação que, no caso de ocorrência, bloqueia o sinal de saída imediatamente. Além

disso, apresenta proteção de sobretensão da fonte de alimentação auxiliar que permite inibir o sinal de saída.

Na Fig. 6.5 é apresentada as conexões típicas do *driver* IR2125.



**Fig. 6.5 – Conexões típicas do driver IR2125.**

### 6.2.3 Proteções

As proteções do circuito de potência têm a finalidade de, no caso de falhas de operação ou conexões de saída equivocadas, isolar e proteger componentes do circuito e a própria carga.

Na fonte de alimentação principal serão utilizadas duas proteções distintas: de sobretensão e sobrecorrente. A primeira tem por objetivo proteger o tubo contra tensões que possam danificá-lo. Já a segunda protege o conversor de eventuais curtos-circuitos na saída ou falhas no tubo de raios X.

Para a atuação da proteção de sobretensão utiliza-se o sinal do sensor de tensão utilizado para o controle de tensão de barramento. No caso da proteção de sobrecorrente é necessária a inserção de um resistor shunt que monitora a corrente sobre o indutor do conversor buck.

A atuação das proteções é sobre os circuitos integrados UC3525 do conversor buck e do inversor paralelo ressonante, nos pinos de *shutdown*. Quando ativada os pulsos de comando são inibidos e conseqüentemente ambos os conversores param de operar. Após a atuação, a proteção é travada neste estado, sendo necessário um desligamento total de todos os circuitos e religamento para que a fonte volte a funcionar.

Na Fig. 6.6 são apresentados os circuitos de proteções.

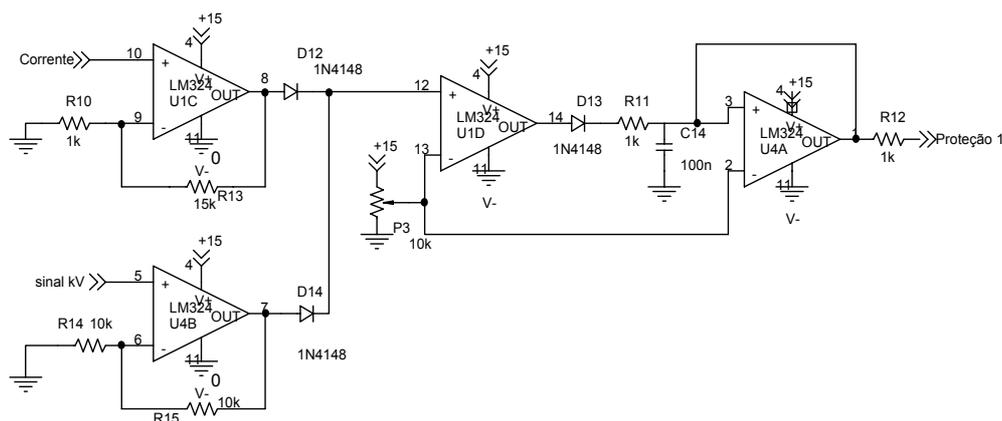


Fig. 6.6 – Proteções de sobrecorrente e sobretensão.

## 6.3 Fonte de Alimentação Principal

### 6.3.1 Implementação

Para o circuito de controle do conversor buck é utilizado o compensador projetado no capítulo anterior. Utiliza-se do integrado UC3525 para a implementação do circuito gerador do sinal PWM. A configuração, com os componentes já dimensionados, é apresentada na Fig. 6.7.

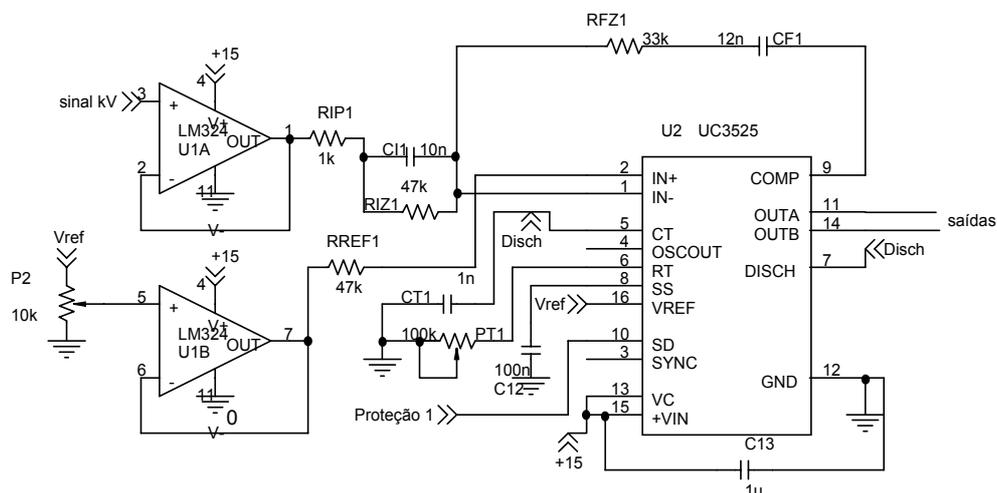
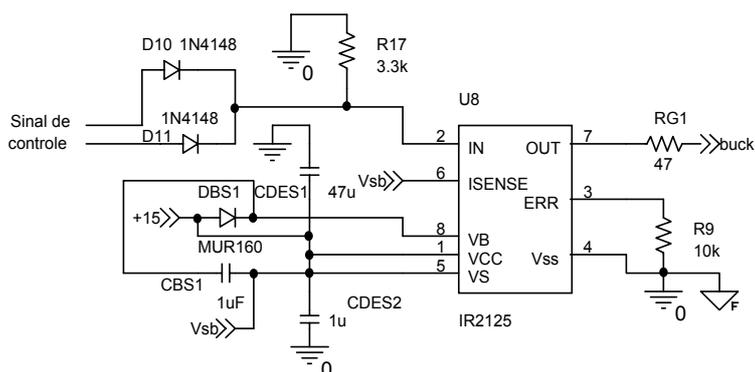


Fig. 6.7 – Circuito de controle da razão cíclica do conversor buck principal.

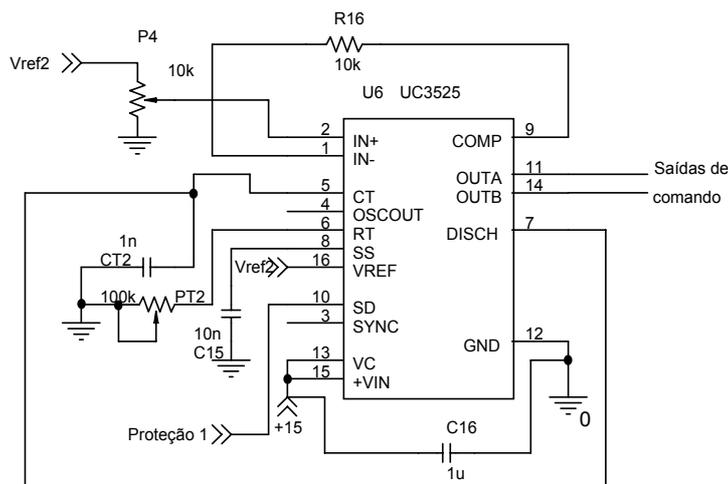
O circuito de comando do interruptor de potência do conversor buck utiliza o integrado IR2125. A metodologia para o dimensionamento dos componentes do circuito de *bootstrap* é apresentada pelo fabricante nas notas de aplicação [23].

O circuito de *driver* para o conversor buck é apresentado na Fig. 6.10.



**Fig. 6.8 – Circuito de driver do comando do conversor buck da fonte principal.**

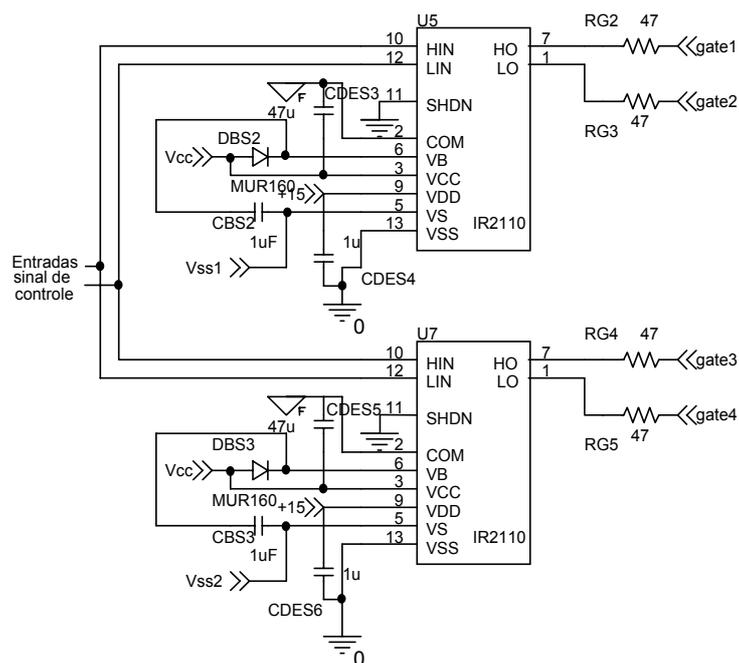
O inversor paralelo ressonante funciona em malha aberta, com razão cíclica constante. Portanto, o amplificador de erro do UC3525 é utilizado apenas como seguidor. Na Fig. 6.9 tem-se o circuito de controle de razão cíclica deste estágio.



**Fig. 6.9 - Circuito de controle da razão cíclica do inversor paralelo ressonante.**

O circuito de comando dos interruptores de potência do inversor, utiliza o integrado IR2110. A metodologia para o dimensionamento dos componentes do circuito de *bootstrap* é apresentada pelo fabricante em [23].

O circuito de driver para o inversor paralelo ressonante é apresentado na Fig. 6.10.



**Fig. 6.10 – Circuito de Driver do comando do inversor paralelo ressonante.**

As estruturas de potência da fonte principal já dimensionadas são ligadas em série, como apresentado na **Fig. 6.11**.

### 6.3.2 Listagem de Componentes

Na Tabela 6.2 é apresentada a lista de componentes da fonte principal com suas respectivas especificações.

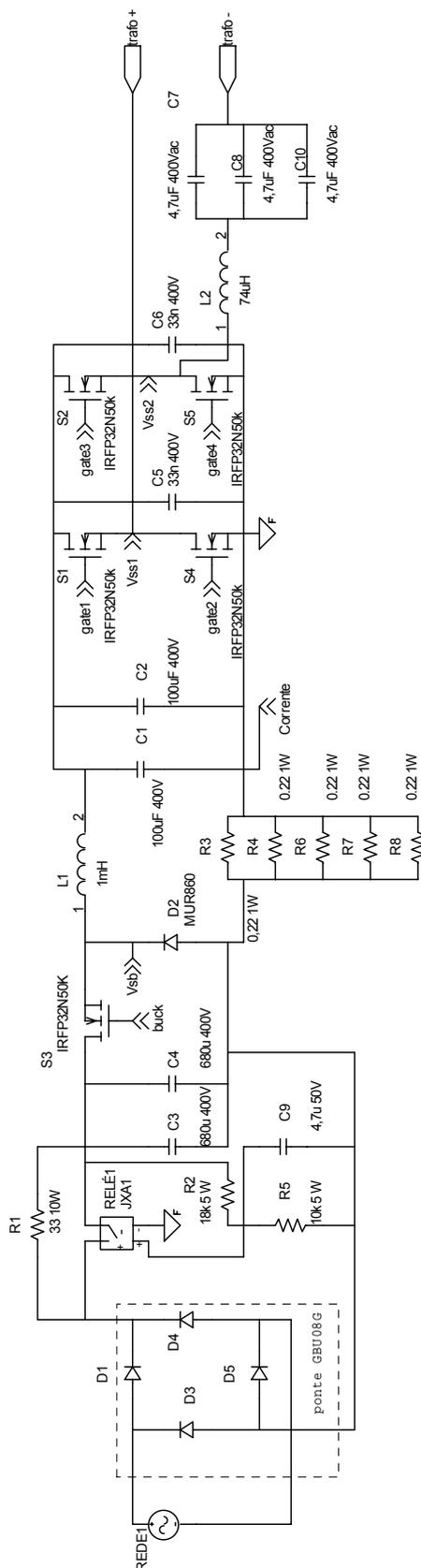


Fig. 6.11 – Circuito de potência da fonte principal.

**Tabela 6.1 – Lista de componentes da fonte principal.**

<b>Referencia</b>	<b>especificação</b>	<b>Tipo</b>
Rref	47K	Eletrolítico
C1	100uF 400V (198 56101)	Eletrolítico
C2	100uF 400V (198 56101)	Eletrolítico
C3	680uF 400V (A9687-M)	Eletrolítico
C4	680uF 400V (A9687-M)	Eletrolítico
C5	4,7uF 160Vac (Q3475k)	Polipropileno
C6	4,7uF 160Vac(Q3475k)	Polipropileno
C7	4.7uF 50V	Eletrolítico
C8	4,7uF 160Vac (Q3475k)	Polipropileno
C9	1uF x 50V	Cerâmico
C10	100nF	Cerâmico
C11	100nF	Cerâmico
C12	10nF	Cerâmico
C13	33nF x 400V	Polipropileno
C14	33nF x 400V	Polipropileno
C15	1uF	Cerâmico
C16	1uF	Cerâmico
CF1	12nF	Polipropileno
CI1	10nF	Polipropileno
CT1	1nF	Polipropileno
CT2	1nF	Polipropileno
CBS1	1uF	Cerâmico
CBS2	1uF	Cerâmico
CBS3	1uF	Cerâmico
CDES1	47uF	Eletrolítico
CDES2	100nF	Cerâmico
CDES3	47uF	Eletrolítico
CDES4	100nF	Cerâmico
CDES5	47uF	Eletrolítico
CDES6	100nF	Cerâmico
D1, D2, D3, D4	GBU08G (Ponte de diodos)	Fairchild
D5	8ETU04 (TO220AB)	Fabricante: IR
D6	1N4148	
D7	1N4148	
D8	1N4148	
D9	1N4148	
D10	1N4148	
D11	1N4148	
D12	1N4148	
D13	1N4148	
D14	1N4148	
DBS1	MUR160	
DBS2	MUR160	
DBS3	MUR160	
L1	1mH	Núcleo E 55
L2	74uH	Núcleo E42/20
P1	10k $\Omega$	Pot. Precisão
P2	10k $\Omega$	Pot. Precisão
P2	10k $\Omega$	Pot. Precisão
P3	10k $\Omega$	Pot. Precisão
PT1	100k $\Omega$	Pot. Precisão
PT2	100k $\Omega$	Pot. Precisão

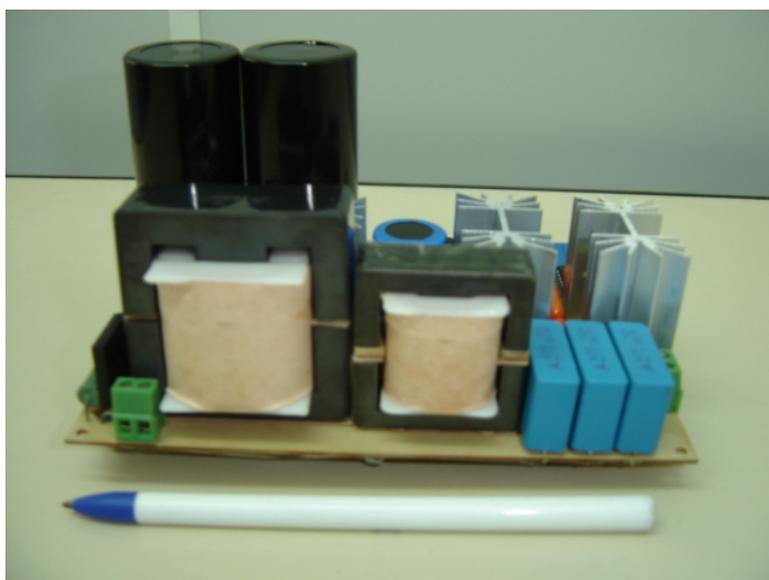
R1	33 $\Omega$ 10W	
R2	18k $\Omega$ 5 W	
R3	0,22 $\Omega$ 1W	
R4	0,22 $\Omega$ 1W	
R5	10k $\Omega$ 5W	
R6	0,22 $\Omega$ 1W	
R7	0,22 $\Omega$ 1W	
R8	0,22 $\Omega$ 1W	
R9	1k $\Omega$	
R10	1k $\Omega$	
R11	1k $\Omega$	
R12	1k $\Omega$	
R13	15k $\Omega$	
R14	10k $\Omega$	
R15	10k $\Omega$	
R16	10k $\Omega$	
RG1	22 $\Omega$ 1W	
RG2	22 $\Omega$ 1W	
RG3	22 $\Omega$ 1W	
RG4	22 $\Omega$ 1W	
RG5	22 $\Omega$ 1W	
RIP1	1k $\Omega$	
RFZ1	33k $\Omega$	
RIZ1	47k $\Omega$	
RELÉ1	G6C-1117P-US	Omron
S1	IRFP360 (TO247AC)	
S2	IRFP32N50K (TO247AC)	
S3	IRFP32N50K (TO247AC)	
S4	IRFP32N50K (TO247AC)	
S5	IRFP32N50K (TO247AC)	
U1	LM324	Ampop
U2	UC3525	
U3	IR2110	
U4	LM324	Ampop
U5	IR2110	
U6	UC3525	
U7	IR2110	

### 6.3.3 Resultados Experimentais

Mostram-se a seguir resultados experimentais obtidos com o protótipo da fonte de tensão principal, montada no Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina. Fotos do protótipo são apresentadas nas Fig. 6.12 e Fig. 6.13, vistas superior e lateral, respectivamente.

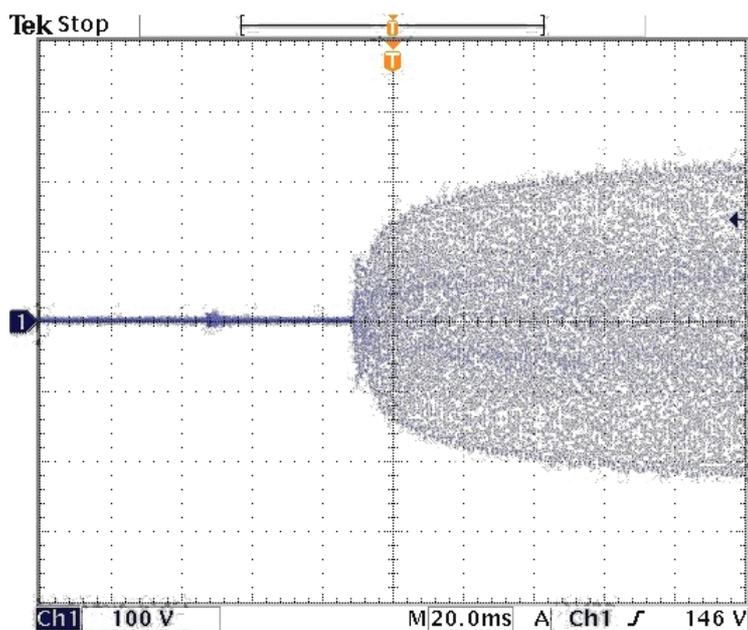


**Fig. 6.12 – Foto do protótipo vista superior.**



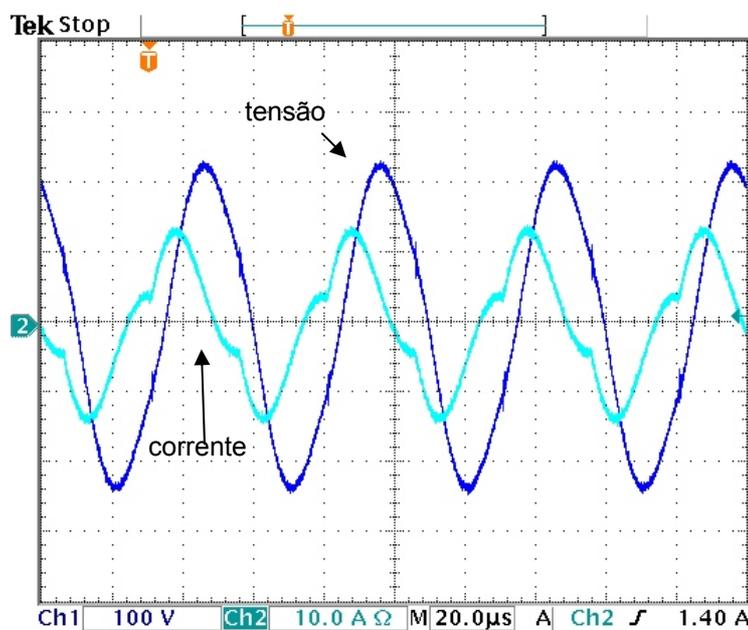
**Fig. 6.13 – Foto do protótipo da fonte de tensão principal vista lateral.**

Apresenta-se na Fig. 6.14 a forma de onda do lado primário do transformador durante a partida progressiva do conversor. A tensão atinge regime em aproximadamente 40ms.



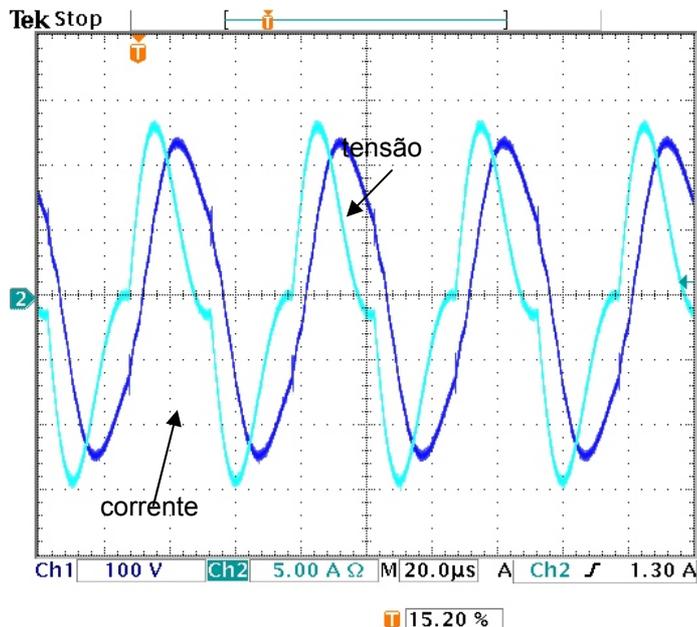
**Fig. 6.14 – Transitório de partida no primário do transformador.**

A corrente e a tensão no lado primário do transformador de alta tensão para uma carga com aproximadamente um quarto da potência nominal (260W) são apresentadas na Fig. 6.15. Observa-se que a corrente de pico é de aproximadamente 14A e a tensão é praticamente senoidal.



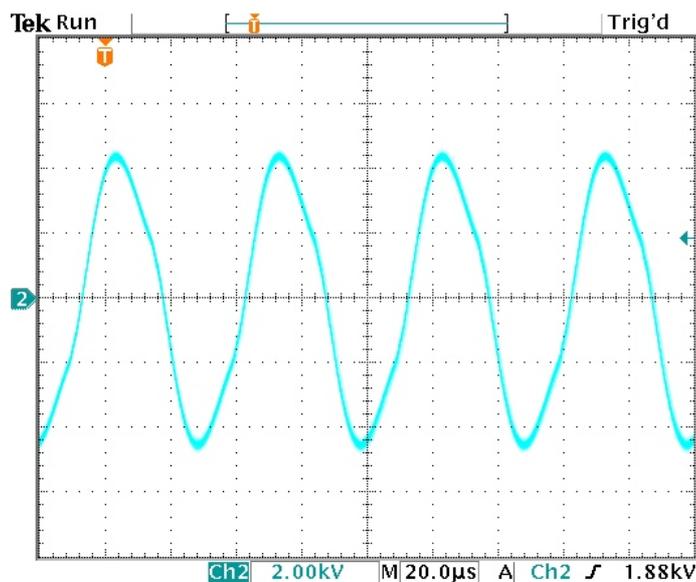
**Fig. 6.15 – Tensão e corrente no primário para um quarto da potência nominal.**

Na Fig. 6.16 são mostradas a corrente e a tensão no lado primário do transformador para carga nominal de aproximadamente 1000W. Verifica-se que o pico de corrente fica praticamente inalterado, de aproximadamente 14<sup>a</sup>, com uma carga maior.



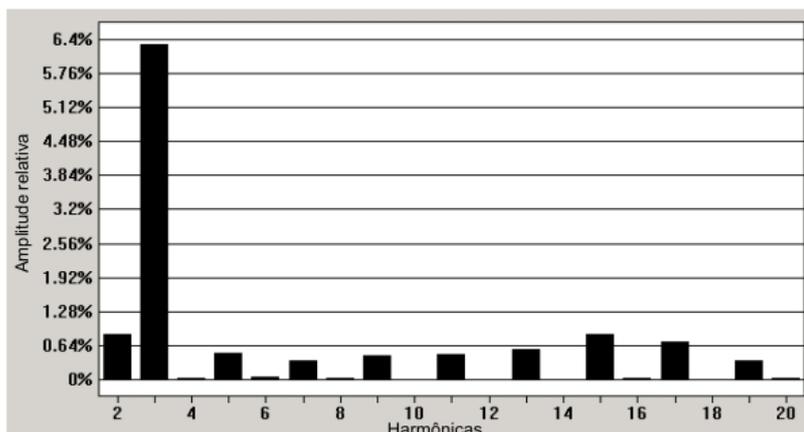
**Fig. 6.16 – Tensão e corrente em com carga nominal.**

Mostra-se na Fig. 6.17 a tensão no lado secundário do transformador de alta tensão. Observa-se que a tensão de pico é de aproximadamente 4.500V.



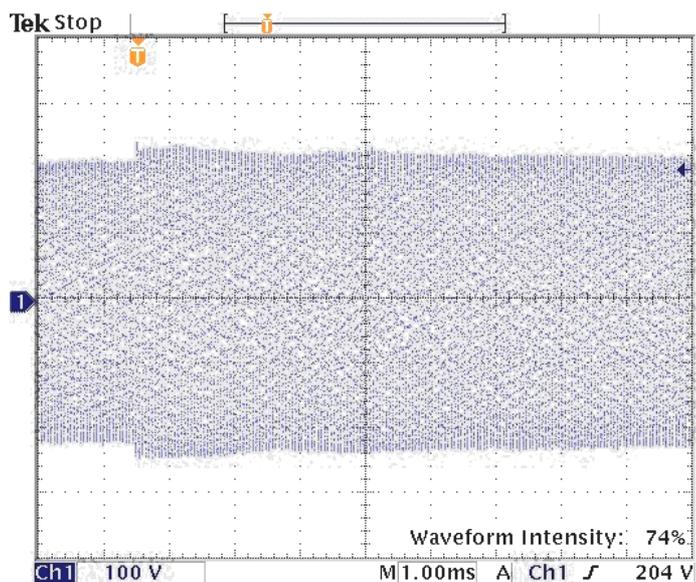
**Fig. 6.17 – Tensão na saída do secundário do transformador.**

Na Fig. 6.18 é apresentado o espectro harmônico da tensão de saída do secundário. Verifica-se que a componente de maior relevância é a 3ª harmônica, que possui uma amplitude de aproximadamente 6,4% da fundamental. A taxa de distorção harmônica total é de 6,56%.

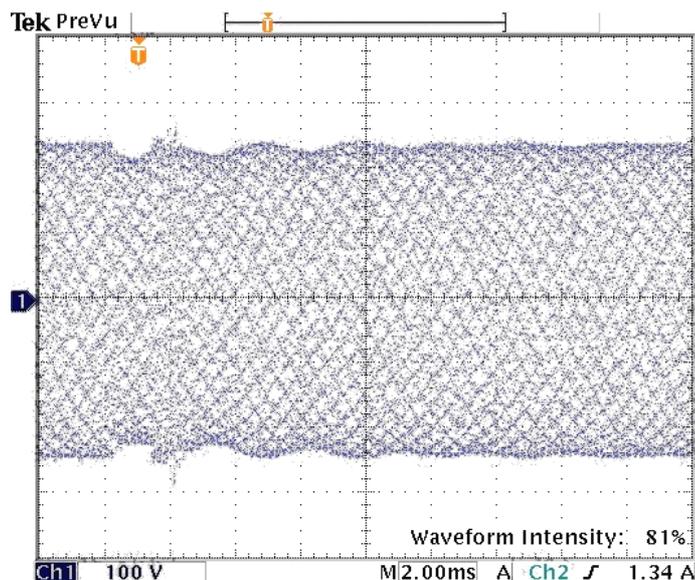


**Fig. 6.18 – Espectro harmônico da tensão do primário do transformador.**

Outras formas de onda relevantes são apresentadas nas Fig. 6.19 e Fig. 6.20. Trata-se da tensão do lado primário do transformador de alta tensão durante um transitório de carga de 1.000W para 250W e de 250W para 1.000W, respectivamente. Verifica-se que a tensão atinge regime em poucos milissegundos em ambos os transitórios.

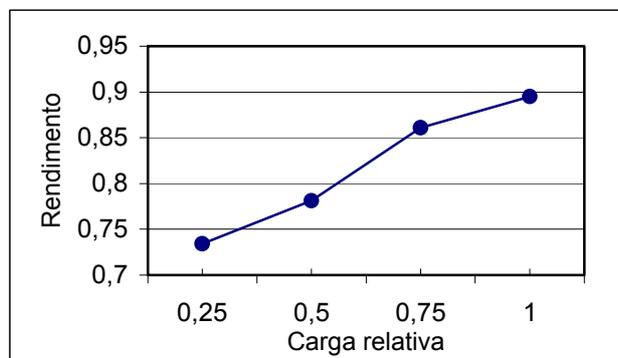


**Fig. 6.19 – Transitório de carga nominal para um quarto da nominal.**



**Fig. 6.20 – Transitório de carga de um quarto para carga nominal.**

Na Fig. 6.21 é apresentada a curva de rendimento da fonte de tensão principal. O número de pontos amostrados é reduzido devido à dificuldade de se produzir uma carga variável para alta tensão. Observa-se que para a carga nominal o rendimento do conversor é de 89%.



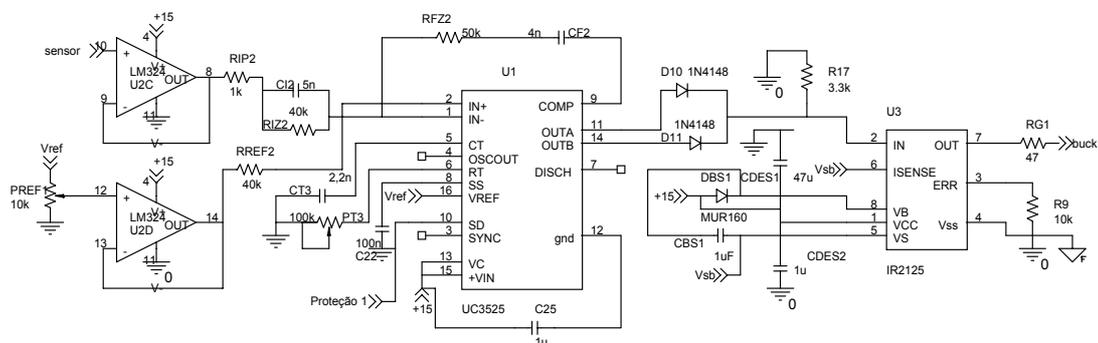
**Fig. 6.21 – Curva de rendimento.**

## **6.4 Fonte de Alimentação do Filamento**

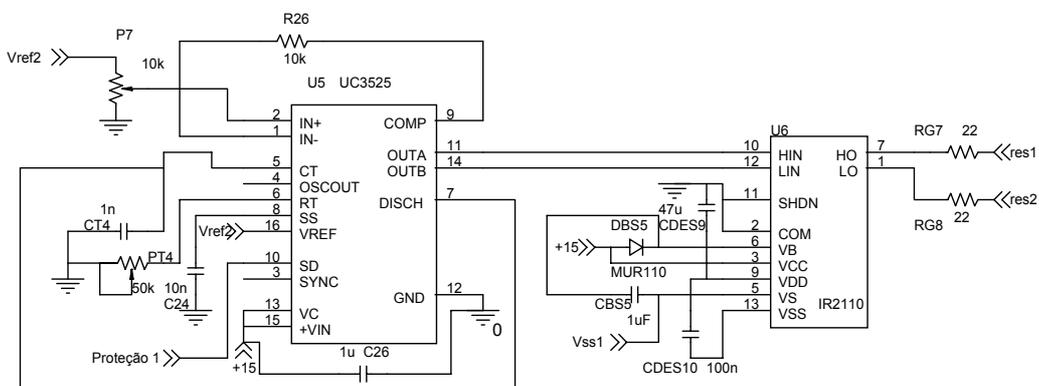
### **6.4.1 Implementação**

A implementação da fonte de tensão do filamento, utiliza as mesmas técnicas da fonte de tensão principal. Os circuitos implementados para os comandos do conversor

buck e do inversor meia ponte, portanto, é similar, e estão apresentados nas Fig. 6.22 e Fig. 6.23.

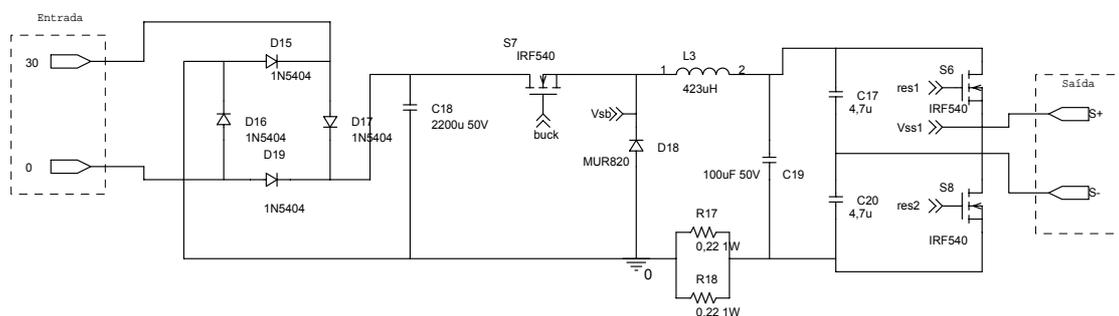


**Fig. 6.22 – Circuito de comando do conversor buck da fonte do filamento.**



**Fig. 6.23 – Circuito de comando do inversor meia ponte.**

As estruturas de potência da fonte principal já dimensionadas são ligadas em série, como apresentada na Fig. 6.24.



**Fig. 6.24 – Circuito de potência da fonte do filamento.**

## 6.4.2 Listagem de Componentes

Na Tabela 6.1 é apresentada a lista de componentes da fonte do filamento com suas respectivas especificações.

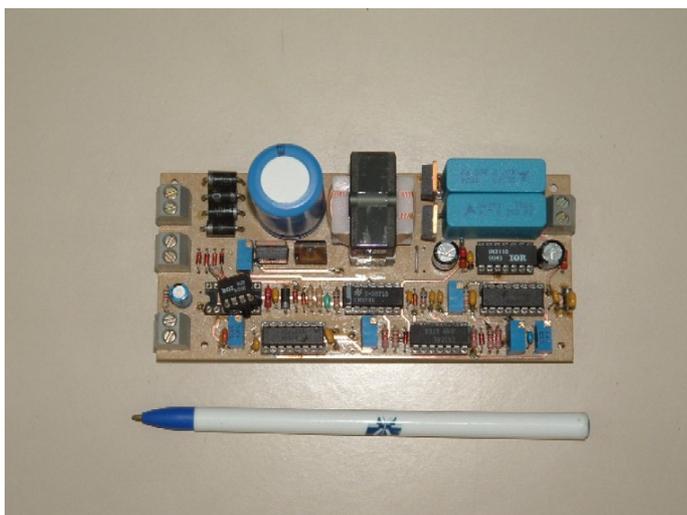
**Tabela 6.2 – Lista de componentes da fonte do filamento.**

Referencia	Especificação	Tipos
C17	4,7uF 400V	Polipropileno
C18	2200uF 50V	Eletrolítico
C19	100uF 50V	Eletrolítico
C20	4,7uF 400V	Polipropileno
C21	100nF x 25V	Cerâmico
C22	100nF	Cerâmico
C23	100nF	Cerâmico
C24	10nF	Cerâmico
C25	1uF	Cerâmico
C26	1uF	Cerâmico
CF2	4nF	Cerâmico
CI2	5nF	Cerâmico
CT3	2,2nF	Cerâmico
CT4	1nF	Cerâmico
CBS4	1uF	Cerâmico
CBS5	1uF	Cerâmico
CDES7	47uF	Eletrolítico
CDES8	100nF	Cerâmico
CDES9	47uF	Eletrolítico
CDES10	100n	
D15	1N5404	
D16	1N5404	
D17	1N5404	
D18	MUR820	
D19	1N5404	
D20	1N4148	
D21	1N4148	
D22	1N4148	
D23	1N4148	
D24	1N4148	
D25	1N4148	
D26	1N4148	
D27	1N4148	
D28	1N4148	
DBS4	MUR110	
DBS5	MUR110	
L3	423uH	Núcleo E35/14
P5	10k $\Omega$	Pot. Precisão
P6	10k $\Omega$	Pot. Precisão
P7	10k $\Omega$	Pot. Precisão
PT3	100k $\Omega$	Pot. Precisão
PT4	100k $\Omega$	Pot. Precisão
PREF1	10k $\Omega$	Pot. Precisão
R17	0,22 $\Omega$ 1W	
R18	0,22 $\Omega$ 1W	

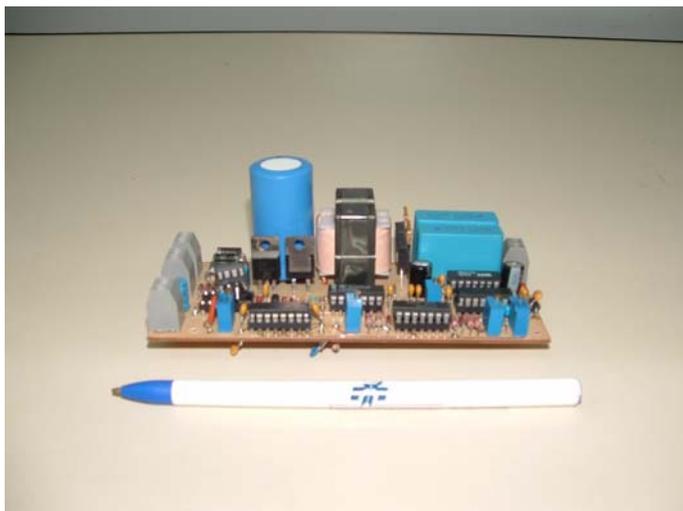
R19	1k $\Omega$	
R20	1k $\Omega$	
R21	1k $\Omega$	
R22	1k $\Omega$	
R23	10k $\Omega$	
R24	1k $\Omega$	
R25	1k $\Omega$	
R26	10k $\Omega$	
RG6	22 $\Omega$	
RG7	22 $\Omega$	
RG8	22 $\Omega$	
RIP2	1k $\Omega$	
RFZ2	50k $\Omega$	
RIZ2	40k $\Omega$	
RREF2	40k $\Omega$	
S6	IRF540	
S7	IRF540	
S8	IRF540	
U1	UC3525	
U2	LM324	
U3	IR2125	
U4	LM324	
U5	UC3525	
U6	IR2110	

### 6.4.3 Resultados Experimentais

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo da fonte de tensão do filamento, montada no Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina. Fotos do protótipo são apresentadas em Fig. 6.25 e Fig. 6.26, vistas superior e lateral, respectivamente.

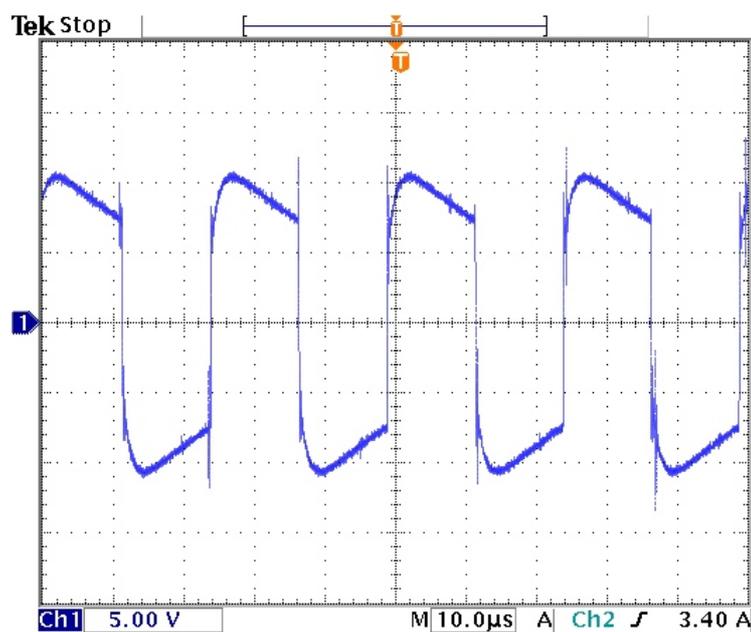


*Fig. 6.25 – Foto do protótipo vista superior.*

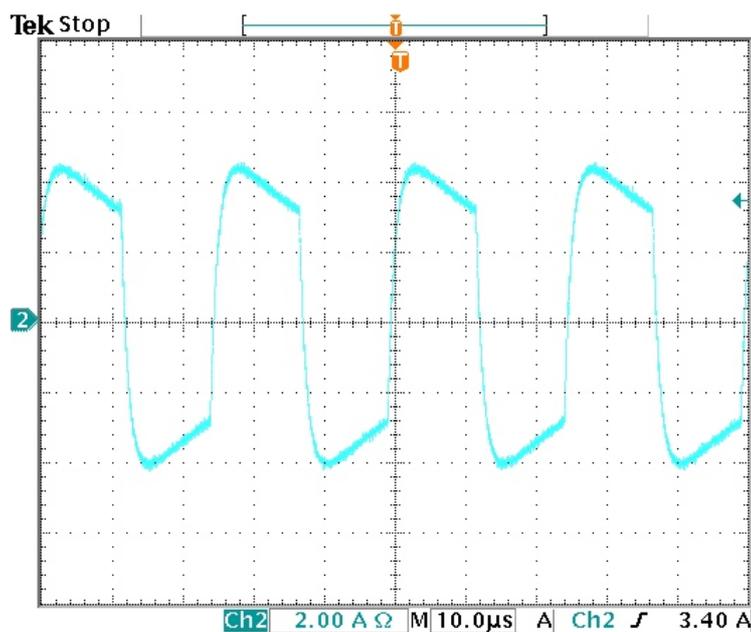


**Fig. 6.26 - Foto do protótipo vista lateral.**

A corrente e a tensão na saída do conversor para uma carga nominal (40W) são apresentadas nas Fig. 6.27 e Fig. 6.28. Observa-se que a corrente de pico é de aproximadamente 4A e a tensão de 10V de pico.

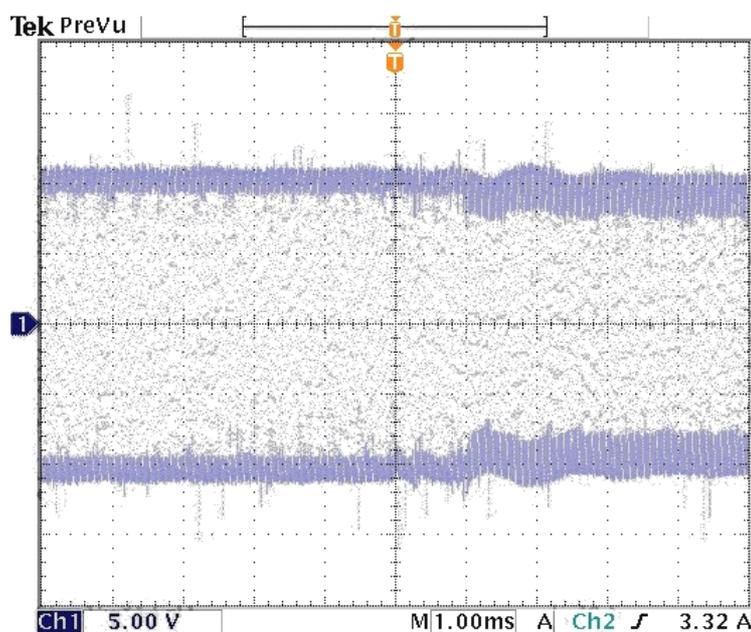


**Fig. 6.27 – Tensão de saída da fonte do filamento para carga nominal.**

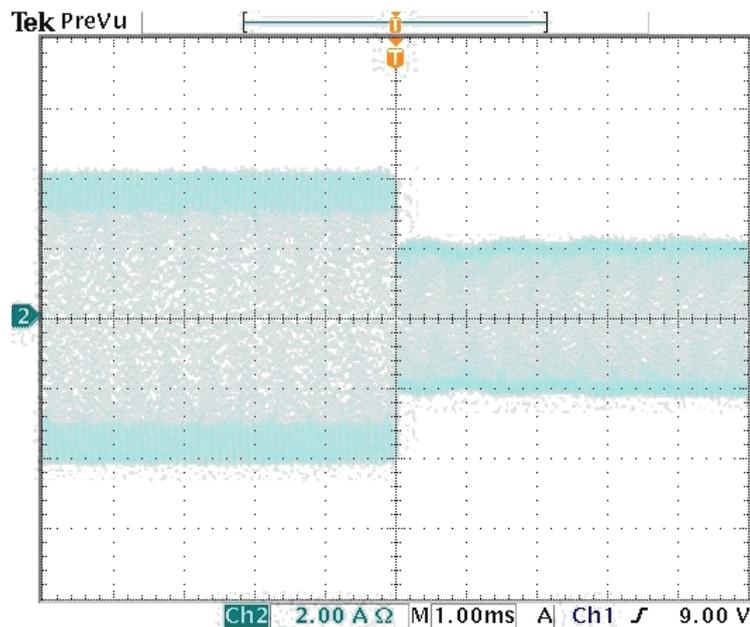


**Fig. 6.28 – Corrente de saída na fonte do filamento para carga nominal.**

Nas Fig. 6.29 e Fig. 6.30 são apresentadas a tensão e a corrente, respectivamente, na saída para um transitório de carga de 40W para 20W, aproximadamente. Verifica-se que a tensão atinge regime em poucos milissegundos, demonstrando a atuação rápida do controle.

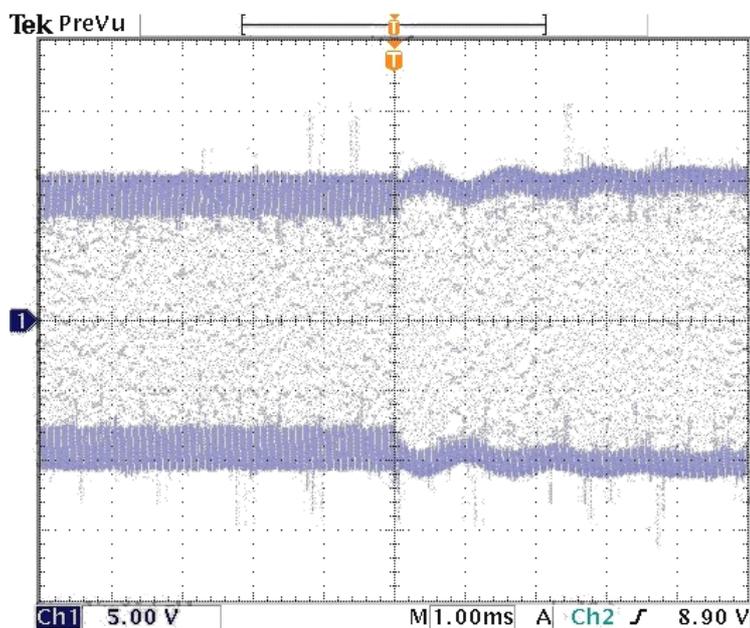


**Fig. 6.29 – Tensão na saída para um transitório de carga de 40W para 20W.**

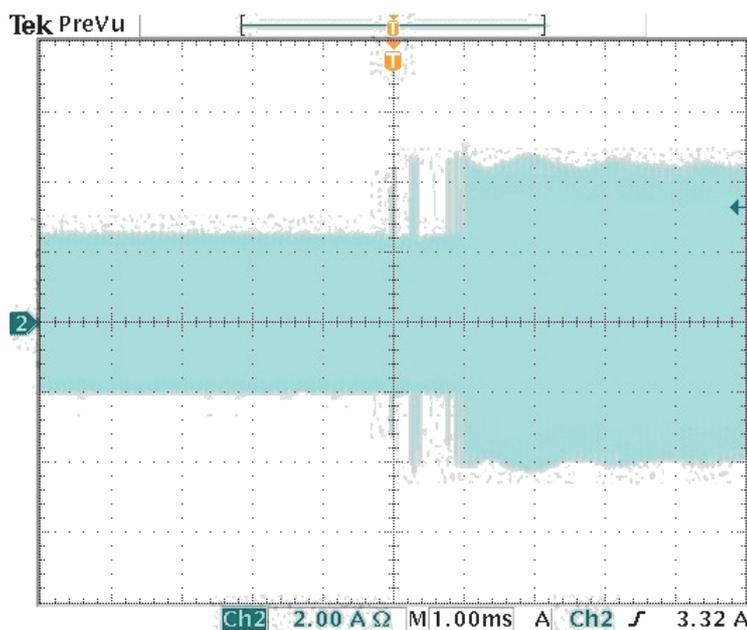


**Fig. 6.30 – Corrente na saída para um transitório de 40W para 20W.**

Nas Fig. 6.31 e Fig. 6.32 são mostradas a tensão e a corrente, na saída para um transitório de carga de 20W para 40W. Igualmente ao transitório anterior, a tensão atinge regime em poucos milissegundos.

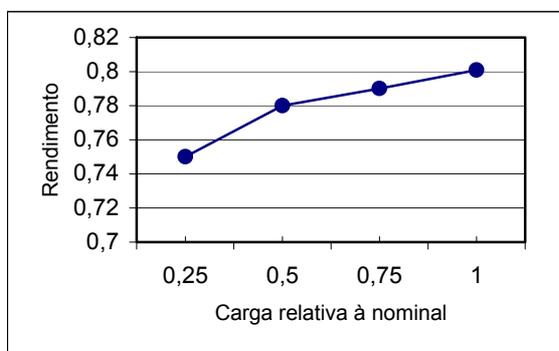


**Fig. 6.31 – Tensão na saída para um transitório de carga de 20W para 40W.**



**Fig. 6.32 – Corrente na saída para um transitório de 20W para 40W.**

Na Fig. 6.33 é apresentada a curva de rendimento da fonte de tensão do filamento. Observa-se que para a carga nominal o rendimento do conversor é de 80%, aproximadamente.



**Fig. 6.33 – Curva de rendimento.**

## **6.5 Conclusões**

Neste capítulo, foram apresentadas as técnicas utilizadas para implementação do controle e do protótipo da fonte de alimentação para o tubo de raios X, incluindo circuitos de comando, proteções e circuitos de potência. Além disso, realizaram-se aquisições de dados dos circuitos em funcionamento, a fim de comparar com os dados esperados.

A implementação e o funcionamento da fonte de tensão principal e da fonte de tensão do filamento mostraram-se adequadas. Para os circuitos de controle utilizou-se de componentes analógicos, integralmente. O uso de eletrônica analógica possui como características principais a simplicidade de implementação e confiabilidade.

Verificou-se que a distorção harmônica na tensão do primário do transformador elevador é por volta de 7%. Essa baixa distorção contribui para redução no volume do transformador e para obtenção de um elevado rendimento. Além disso, há uma minimização de ruídos irradiados e conduzidos, já que não há derivadas significantes na forma de onda da tensão.

---

## Conclusões Gerais

Desenvolveu-se, neste trabalho, estudo, projeto e implementação de uma fonte de tensão para alimentação de um tubo de raios X. O objetivo principal foi de produzir um protótipo compacto, confiável e versátil.

Em um estudo inicial, verificam-se qualidades e vantagens de uma fonte comutada aplicada a um sistema de diagnóstico por raios X. Além da redução de radiações indesejadas, a imagem produzida é de maior qualidade devido à redução da ondulação de tensão sobre o tubo. Ainda, neste etapa, é elaborada uma especificação para a fonte de tensão de alimentação, apresentando cada estrutura de eletrônica de potência aplicada.

Para o projeto do transformador elevador de tensão, um aprofundamento nas características deste componente fez-se necessário já que fatores intrínsecos, que fazem parte das suas não idealidades, foram aproveitados para o funcionamento do inversor paralelo ressonante. É definido um modelo elétrico equivalente e uma metodologia para determinação dos parâmetros deste. Realiza-se o projeto, implementação e ensaio de um transformador, determinando-se o modelo elétrico simplificado do mesmo.

A partir do modelo do transformador é projetado o inversor paralelo ressonante, utilizando-se da capacitância equivalente, presente nos enrolamentos, como capacitor ressonante. A tensão obtida no primário do transformador de alta tensão foi essencialmente senoidal. Este resultado justifica o uso de uma topologia ressonante para alimentação do transformador elevador de tensão.

Uma análise, qualitativa e quantitativa, do conversor buck é apresentada. Neste estudo detalhado, são apresentadas as características relevantes da estrutura, metodologia e projeto. Verificou-se mediante simulação que a técnica proposta é válida, sendo passível de testes em laboratório e comprovando a eficácia do uso deste conversor para regulação de tensão na fonte principal e de filamento.

O princípio de modelagem dos conversores CC-CC e CC-CA a partir das propriedades invariantes das células de comutação se revelou eficaz e seguro. Mediante degraus de carga pode-se observar a regulação de tensão sobre a carga, após um rápido transitório. Portanto, os resultados experimentais comprovaram o perfeito funcionamento dos circuitos de controle projetados, validando as técnicas empregadas na modelagem e a metodologia de controle utilizada.

Na última etapa é realizada a implementação eletrônica de todas as estruturas projetadas. Fez-se uso de circuitos integrados, comercialmente utilizados para os circuitos de comando nos conversores. Um estudo de cada circuito é apresentado.

Em laboratório, montou-se o protótipo da fonte de alimentação para tubos de raios X. Verificou-se nos ensaios o funcionamento adequado, previsto na análise teórica, de todas as estruturas propostas.

O rendimento apresentado pelo conversor principal ficou dentro das expectativas, aproximadamente 90% para carga nominal. Este, reduz-se drasticamente para potências inferiores à nominal. O fato preponderante neste comportamento é o circuito ressonante que, independente da potência de saída, para uma mesma tensão, mantém inalterada a corrente na estrutura. Como consequência, os patamares de perdas permanecem constantes. Por fim, considerando-se que o equipamento fica ativo no máximo 20 segundos em um intervalo mínimo de 6 minutos, a questão do rendimento é um fator de menor relevância para o projeto.

Entre as dificuldades encontradas no decorrer do projeto, destacam-se o isolamento do transformador de alta tensão e a interferência eletromagnética, que por vezes interferiu no funcionamento adequado do protótipo. Para a primeira dificuldade utilizou-se materiais isolantes mais eficientes, entre camadas do enrolamento. Os problemas com EMI foram solucionados com uma modificação de layout e com uma diminuição na derivada do pulso de comando dos interruptores.

A ausência de um tubo de raios X para testes com o sistema completo, ocasionou um prejuízo nos dados experimentais obtidos, com relação a dinâmica de controle e regulação de carga. Para o comportamento em regime da estrutura, tanto em questão de rendimento e formas de onda, não haveria discrepâncias relevantes nas aquisições, já que o tubo é bem modelado por uma resistência.

Pode-se sugerir a continuidade deste trabalho com a realização de estudos de otimização dos elementos magnéticos e do transformador de alta tensão e alta frequência. Análises detalhadas do comportamento térmico desses componentes, para um período de trabalho, podem ser desenvolvidas.

---

## Bibliografia

- [1] EISBERG, R.; RESNICK, R. *Quantum Physics of atoms, molecules, solids, nuclei and particles*. New York: John Wiley & Sons, 1974.
- [2] BERTIN, E. P. *Principles and Practice of X-Ray Spectrometric Analysis*. New York: Plenum Press, 1970.
- [3] BLATT, F. J. *Modern Physics*. McGraw-Hill Internacional Editions, Washington D.C.: 1992.
- [4] PAUL, L. W. *Interpretação Radiológica*. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 1972.
- [5] BITELLI, T. *Dosimetria e Higiene das Radiações*. São Paulo: Grêmio Politécnico, 1982.
- [6] SCHNEEMAN, J. G. *Industrial X-Ray Interpretation*. Intex Publishing Company, Illinois, 1968.
- [7] BLACKWOOD, O. H.; KELLY, W. C.; BELL, R. M. *General Physics*. Third Edition. New York: John Wiley & Sons, 1964.
- [8] GULES, R. *Estudo de Conversores CC-CC Isolados Operando com Elevada Tensão de Saída e Alto Rendimento, para Aplicações Aeroespaciais*. Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] FAGUNDES, J. C. S. F. *Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Freqüência*. Florianópolis, 2003. Apostila Técnica. Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [10] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Edição do autor. Florianópolis, 2001.
- [11] BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Não-Isolados*. Edição dos autores. Florianópolis, 2000.
- [12] LU, H. Y.; ZHU, J. G.; RAMSDEM, V. S.; HUI, S. Y. R. *Measurement and Modeling of Stray Capacitances in High Frequency Transformers*. Power Electronics Specialists Conference, 1999.
- [13] SABATÉ, J. A.; GEAN, R.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE F. C.; 1991. *LCC Resonant Inverter with Fixed-Frequency Clamped-Mode Operation*. VPEC Seminar (1991).
- [14] STEIGERWALD, R. L.; 1988. *A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies*. IEEE Transaction on Power Electronics Vol. 3 No. 2.

- 
- [15] DESCHAMPS, E. Análise de Conversores Ressonantes com Método no domínio da Frequência e a Realização de Controle do fluxo de Potência com Frequência de Ressonância Variável. Florianópolis, 1990. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [16] RIBEIRO, E. R. Filtros Ativos Série para a Compensação de Harmônicas de Tensão. Florianópolis, 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [17] BARBI I.; SOUSA, F. P. Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave. Edição dos autores. Florianópolis, 1999.
- [18] PERIN, A. J.; BASCOPE, R. P. T. O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. Sagra Luzzatto Editores. Porto Alegre, 1997.
- [19] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência*. Florianópolis, 2001. Apostila Técnica. Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [20] DYSON, N. A. *X-rays in Atomic and Nuclear Physics*. Longman Group, London, 1973.
- [21] BARAUNA, A. P. *Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo*. Florianópolis, 2003. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [22] *OX/105 Rev.A -0700*. Data sheet Compagnia Elettronica Italiana – CEI, Bologna-Itália.
- [23] *HV Floating MOS-Gate Driver IC's*. Application Note (AN 978-b), International Rectifier, Kansas,-US.
- [24] *Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information*. Datasheet Epcos, Munique -Alemanha.
- [25] *Bootstrap Component Selection For Control IC's*. Design Tips (DT98-2a) International Rectifier, Kansas.
- [26] *Regulating Pulse Width Modulators (UC3525) Datasheet*. Unitrode, Dallas.
- [27] VORPERIAN, V. *Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Part I – Continuous Conduction Mode*. In: VPEC Newsletter Current págs. 1-09, 1988.
- [28] *AN-937: Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET<sup>®</sup>s*. El Segundo, CA: International Rectifier, 2001.
-

- [29] BALOGH, Laszlo; *Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*. Texas Instruments Incorporated, Dallas, 2002.
- [30] BATISTA, A. J. *Modelagem e Otimização do projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Freqüência*. Florianópolis, SC – Brasil, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [31] FREITAS, L. C. *Modelagem de Conversores CC-CC, PWM e Ressonantes para análise dinâmica sob perturbações de pequenas e grandes amplitudes*. Florianópolis, 1992. TESE (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [32] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, New York, 1997.