

ROGER GULES

**ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS
OPERANDO COM ELEVADA TENSÃO DE SAÍDA
E ALTO RENDIMENTO, PARA APLICAÇÕES
AEROESPACIAIS**

**FLORIANÓPOLIS
2001**

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

**ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC
ISOLADOS OPERANDO COM ELEVADA
TENSÃO DE SAÍDA E ALTO RENDIMENTO,
PARA APLICAÇÕES AEROESPACIAIS**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ROGER GULES

Florianópolis, Outubro de 2001.

ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS OPERANDO COM ELEVADA TENSÃO DE SAÍDA E ALTO RENDIMENTO, PARA APLICAÇÕES AEROESPACIAIS

ROGER GULES

'Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Ivo Barbi, Dr.
Orientador

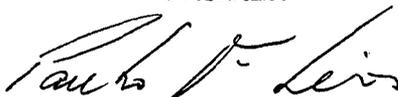
Prof. Edson Roberto De Pieri

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

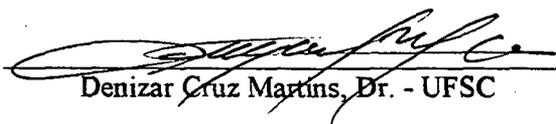
Banca Examinadora:



Humberto Pinheiro, Dr. - UFSM
Presidente



Paulo Fernando Seixas, Dr. - UFMG



Denizar Cruz Martins, Dr. - UFSC



Alexandre Ferrari de Souza, Dr. - UFSC

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi pela amizade, pelos ensinamentos e pela interessada e competente orientação.

Aos Professores Arnaldo José Perin, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos.

Aos funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho, Patrícia Schmitt e Dulcemar Borges, pelo auxílio, atenção e presteza sempre dispensados.

A todos os meus colegas do Curso de Doutorado, do Curso de Mestrado e aos Engenheiros bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelo apoio e companheirismo.

Aos meus pais Jair e Laudemira, a minha irmã Jakeline, a minha esposa Margeli, ao meu filho Gabriel e aos sogros Geraldo e Nany, pelo carinho, amor, compreensão, confiança e apoio constantes.

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

ESTUDO DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS OPERANDO COM ELEVADA TENSÃO DE SAÍDA E ALTO RENDIMENTO, PARA APLICAÇÕES AEROESPACIAIS

Roger Gules

Outubro/2001

Orientador: Ivo Barbi, Dr, Ing.

Área de Concentração: Sistemas de Energia (Eletrônica de Potência).

Palavras-chave: conversores CC-CC isolados, elevada tensão de saída, alto rendimento e aplicações aeroespaciais.

Número de Páginas: 242.

RESUMO: Duas alternativas para a implementação de conversores CC-CC isolados, operando com elevada tensão de saída e baixa tensão de entrada, com valor variável, são apresentadas neste trabalho.

As topologias propostas são adequadas para a implementação do estágio final de amplificação de microondas, utilizados nos satélites de comunicações, devido à reduzida massa e volume e ao elevado rendimento apresentado na operação com elevada tensão de saída. Os conversores estudados apresentam diferentes princípios de funcionamento e os principais aspectos operacionais de cada topologia são analisados. A primeira topologia proposta é uma estrutura composta por dois estágios conectados em série, formada por um regulador e por um conversor CC-CC isolado ZVS/ZCS. A segunda topologia estudada é composta por um conversor de estágio único que mantém elevado rendimento mesmo para uma grande variação da tensão de entrada.

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 das estruturas propostas.

Os protótipos são desenvolvidos para uma aplicação com 150W de potência de saída, tensão total de saída de 3,2kV e uma tensão de entrada variando desde 26V até 44V. O rendimento mínimo obtido, para ambos conversores operando com potência nominal, é igual a 93,4% para a estrutura de dois estágios e igual a 94,1% para o conversor de estágio único.

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

STUDY OF DC-DC CONVERTERS OPERATING WITH HIGH-EFFICIENCY AND HIGH-OUTPUT VOLTAGE FOR AEROSPACE APPLICATIONS

Roger Gules

October / 2001

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Energy Systems (Power Electronics).

Keywords: isolated DC-DC converters, high output voltage and high-efficiency, aerospace applications.

Number of Pages: 242.

ABSTRACT: Two alternatives for the implementation of an isolated dc-dc converter operating with a high output voltage and supplied by an unregulated low input voltage are presented in this work.

The proposed topologies are especially qualified for the implementation of Travelling Wave Tube Amplifiers (TWTA) utilized in telecommunication satellite applications, due to their low mass and volume and their high-efficiency.

The converters studied follow different principles and the main operational aspects of each topology are analyzed. A two-stage structure composed by a regulator connected in series with a ZVS/ZCS isolated dc-dc converter is the first topology proposed.

The second topology studied is an isolated single-stage converter that continues being highly efficient even with a large input voltage variation.

The experimental results obtained from two prototypes implemented following the design procedures developed are presented, verifying experimentally the characteristics and the analysis of the proposed structures.

The prototypes are developed for an application requiring an output power of 150W, a total output voltage of 3.2kV and an input voltage varying from 26V to 44V. The minimum efficiency obtained for both converters operating at the nominal output power, is equal to 93.4% for the two-stage structure and equal to 94.1% for the single-stage converter.

SUMÁRIO

Resumo	v
Abstract	vi
Simbologia e Abreviaturas	x
 CAPÍTULO 1 - Introdução Geral	
1.1 - Introdução	1
1.2 - Estágio Final de Amplificação de Microondas	2
1.3 - Principais Elementos do EPC	6
1.3.1 - Circuitos auxiliares	6
1.3.2 - Conversor de aquecimento do filamento	7
1.3.3 - Filtro de entrada	7
1.3.4 - Pré-regulador	8
1.3.5 - Conversor CC-CC de alta tensão	9
1.4 - Conclusões	10
 CAPÍTULO 2 - Transformador de Elevada Tensão e Alta Frequência	
2.1 - Introdução	12
2.2 - Circuito equivalente do transformador de elevada tensão	13
2.3 - Determinação dos elementos do circuito equivalente do transformador	16
2.4 - Critérios de projeto do transformador de alta tensão	19
2.5 - Características Construtivas dos transformadores implementados	23
2.6 - Conclusões	30
 CAPÍTULO 3 - Conversor CC-CC Isolado Operando com Elevada Tensão de Saída - Topologia de dois estágios	
3.1 - Introdução	32

3.2 - Estágio pré-regulador.....	33
3.2.1 - Definição da topologia.....	33
3.2.2 - Procedimento de Projeto.....	36
3.2.3 - Resultados Experimentais.....	41
3.3 - Conversor CC-CC Isolado.....	43
3.3.1 - Introdução.....	43
3.3.2 - Descrição do conversor CC-CC isolado.....	44
3.3.3 - Princípio de operação.....	46
3.3.4 - Análise matemática da primeira etapa de operação.....	49
3.3.4.1 - Ponto de operação.....	53
3.3.4.2 - Corrente de pico nos interruptores.....	54
3.3.4.3 - Perda de condução nos interruptores comandados.....	54
3.3.4.4 - Tensão de pico no capacitor C_T	55
3.3.4.5 - Perda no capacitor C_T	56
3.3.4.6 - Tensão de pico nos interruptores.....	57
3.3.4.7 - Ondulação na corrente de entrada.....	58
3.3.4.8 - Ondulação da tensão de saída.....	60
3.3.4.9 - Conclusões da análise dos esforços e perdas do conversor.....	61
3.3.5 - Análise matemática da segunda etapa de operação.....	62
3.3.6 - Metodologia e exemplo de projeto do conversor isolado.....	68
3.3.6.1 - Especificações.....	68
3.3.6.2 - Ponto de operação.....	70
3.3.6.3 - Capacitância conectada ao ponto central do transformador (C_T).....	72
3.3.6.4 - Corrente de pico nos interruptores e no primário do transformador ..	72
3.3.6.5 - Corrente eficaz nos interruptores e no primário do transformador.....	72
3.3.6.6 - Indutôr de entrada.....	73
3.3.6.7 - Tensão de pico e ondulação de tensão no capacitor C_T	73

3.3.6.8 - Tensão de pico nos interruptores	74
3.3.6.9 - Tensão na entrada em condução dos interruptores (V_{on}).....	74
3.3.6.10 - Cálculo dos capacitores de filtro.....	74
3.3.6.11 - Projeto do transformador	76
3.3.7 - Estimativa teórica do rendimento do conversor isolado.....	76
3.3.7.1 - Perda de condução nos interruptores	77
3.3.7.2 - Perda de comutação nos interruptores	77
3.3.7.3 - Perda total no transformador	77
3.3.7.4 - Diodos retificadores.....	77
3.3.8 - Resultados de simulação.....	78
3.4 - Resultados experimentais da topologia de dois estágios	82
3.5 - Conclusões.....	88

CAPÍTULO 4 - Estratégia de Controle da Topologia de Dois Estágios

4.1 - Introdução	89
4.2 - Modelo linear do conversor CC-CC isolado.....	90
4.3 - Modelo do conversor boost operando com o conversor isolado	93
4.3.1 - Função de transferência do conversor boost considerando um filtro capacitivo na saída	97
4.3.2 - Função de transferência do conversor boost considerando a saída como uma fonte de tensão constante	98
4.3.3 - Função de transferência do conversor boost com um filtro tipo Π na saída	100
4.3.4 - Função de transferência do conversor boost com filtro tipo Π , considerando a capacitância de saída como uma fonte de tensão	102
4.4 - Controle modo corrente - procedimento de projeto.....	103
4.4.1 - Malha de corrente	104
4.4.2 - Malha de tensão	110
4.5 - Resultados de Simulações do controle modo corrente	116

4.6 - Implementação Prática do Circuito de Controle.....	122
4.6.1 - Projeto dos Principais componentes do Circuito de controle	125
4.6.1.1 - Compensador de corrente	126
4.6.1.2 - Compensador de tensão	129
4.6.1.3 - Adaptação do sinal de erro do UC3901 ao funcionamento do UC3854	132
4.6.2 - Resultados Experimentais.....	134
4.7 - Conclusões.....	136
CAPÍTULO 5 - Conversor CC-CC Isolado Operando com Elevada Tensão de Saída - Topologia de Estágio Único	
5.1 - Introdução	138
5.2 - Descrição do conversor CC-CC isolado proposto	140
5.3 - Princípio de operação.....	143
5.4 - Análise matemática.....	149
5.4.1 - Característica de saída.	149
5.4.2 - Tensão de grampeamento	152
5.4.3 - Indutor de entrada	154
5.4.4 - Análise da comutação	154
5.4.5 - Esforços de corrente	161
5.4.6 - Filtro de saída	166
5.4.7 - Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador.....	170
5.4.8 - Esforços de corrente e tensão nos diodos retificadores	170
5.4.9 - Determinação do intervalo de comutação ótimo do braço de comutação ..	171
5.4.10 - Determinação do capacitor de grampeamento.....	173
5.5 - Metodologia e exemplo de projeto	175
5.5.1 - Especificações.....	175
5.5.2 - Razão cíclica nominal.....	176

5.5.3 - Tensão de grampeamento e tensão sobre os interruptores.....	178
5.5.4 - Capacitor de grampeamento	178
5.5.5 - Indutor de entrada	179
5.5.6 - Faixa de comutação suave na operação sem o circuito de ajuda a comutação	179
5.5.7 - Esforços de corrente	181
5.5.8 - Cálculo dos capacitores de filtro.....	182
5.5.9 - Corrente eficaz nos enrolamentos secundários do transformador	184
5.5.10 - Projeto do transformador	184
5.5.11 - Estimativa teórica do rendimento	185
5.6 - Resultados de simulação.....	189
5.6.1 - Resultados de simulação na operação com a mínima tensão de entrada	189
5.6.2 - Resultados de simulação na operação com a máxima tensão de entrada ...	192
5.7 - Resultados experimentais	194
5.7.1 - Principais formas de onda operando com a mínima tensão de entrada	197
5.7.2 - Principais formas de onda na operação com a tensão máxima de entrada .	200
5.8 - Conclusões	204
CAPÍTULO 6 - Estratégia de Controle da Topologia de Estágio Único	
6.1 - Introdução	205
6.2 - Modelo linear do conversor CC-CC isolado de estágio único.....	205
6.3 - procedimento de projeto do controle	209
6.3.1 - Malha de corrente	209
6.3.2 - Malha de tensão	214
6.4 - Resultados de Simulações do controle modo corrente	218
6.5 - Conclusões do estudo teórico do controle modo corrente	222

CAPÍTULO 7 - Comparações Entre as Topologias Propostas

7.1 - Introdução	224
7.2 - Ondulação da tensão de saída	225
7.3 - Corrente de entrada	227
7.4 - Rendimento	228
7.5 - Peso e volume	229
7.6 - Conclusão.....	232

CAPÍTULO 8 - Conclusão Geral.....	234
--	------------

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	238
--	------------

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
a	Relação de transformação (ns/np)	-
A_e	Área da coluna central do núcleo utilizado	cm ²
AP	Produto de áreas do núcleo	cm ⁴
A_w	Área da janela do núcleo	cm ²
B	Densidade de fluxo magnético no núcleo	Tesla
C_p	Capacitância equivalente referida ao primário do transformador	F
C_s	Capacitor de comutação do interruptor	F
C_G	Capacitor de grampeamento	F
$C_m, x e y$	Coefficientes do material magnético do núcleo (adimensional)	-
C_o	Capacitor de filtro	F
C_T	Capacitor conectado ao ponto central do transformador da estrutura composta por dois estágios	F
D	Razão cíclica do interruptor principal do conversor de estágio único	-
d	Razão cíclica do conversor de estágio único	-
F_o	Frequência de ressonância do conversor	Hz
F_{op}	Frequência de ressonância paralela	Hz
F_{os}	Frequência de ressonância série	Hz
F_r	Frequência relativa	-
F_{r2}	Frequência relativa	-
F_s	Frequência de comutação	Hz
$i(t)$	Corrente no terminal central do transformador da topologia de dois estágios	A
I	Corrente média de entrada do conversor isolado da topologia de dois estágios	A
I_o	Corrente média de saída	A
I_{op}	Corrente de saída deferida ao lado primário do transformador	A
I_{in}	Corrente de entrada	A
I_{RMS}	Valor eficaz da corrente	A

I_{med}	Valor médio da corrente	A
I_{ef}	Corrente eficaz do enrolamento	A
J	Densidade máxima de corrente	A/cm ²
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	-
K_v	Fator de forma de onda	-
L_r	Indutor ressonante do conversor de estágio único	H
L_d	Indutância de dispersão do transformador	H
L_m	Indutância de magnetização	H
L_m	Indutância de magnetização do transformador	H
L_g	Entreferro	cm
M	Indutância mútua	H
MLT	Comprimento médio de uma espira	cm
N_p	Número de espiras do enrolamento primário	-
N_{cond}	Número de condutores em paralelos	-
P_{tot}	Potência total dissipada no transformador	W
P_{in}	Potência de entrada	W
P_o	Potência de saída	W
P_m	Potência dissipada no núcleo do transformador	W
P_{cu}	Potência dissipada no enrolamento do transformador	W
Pd_{cond}	Perda de condução do diodo	W
P_L	Perda no indutor de entrada	W
Ps_{cond}	Perda de condução no interruptor	W
P_{tot}	Perda total no transformador	W
Ps_{Cond}	Perda de condução no interruptor	W
P_v	Perda magnética por volume de material	W/cm ³
P_{trf}	Potência dissipada no transformador de alta tensão	W
q	Ganho estático de tensão	-
r	Raio máximo do condutor elementar do enrolamento	cm
R_f	Resistência equivalente de perda no núcleo do transformador	Ω
R_1	Resistência equivalente de perdas no enrolamento primário do transformador	Ω
R_2	Resistência equivalente de perda no enrolamento secundário	Ω

	referido ao primário do transformador	
$R_{ds_{on}}$	Resistência em condução do MOSFET	Ω
R_o	Resistência de carga	Ω
R_{sh}	Sensor de corrente (resistor shunt)	Ω
R_{th}	Resistência térmica	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
S_{cu}	Área do cobre	cm^2
S_{cond}	Área do condutor do enrolamento	cm^2
t	Tempo	s
t_d	Tempo morto	s
t_{pk}	Instante onde obtém-se o valor de pico da função	s
T	Período de comutação	s
T_{on}	Período de condução do interruptor do conversor isolado da topologia de dois estágios	s
T_{off}	Período de bloqueio dos interruptores do conversor isolado da topologia de dois estágios	s
T_r	Período de ressonância	s
t_r	Tempo relativo de condução	s
V_l	Tensão eficaz do enrolamento	V
V_e	Volume do núcleo	cm^3
V_{in}	Tensão de entrada	V
V_p	Tensão de pico da rampa do circuito de controle	V
V_f	Queda de tensão em condução (diodos)	V
V_o	Tensão de saída	V
V_{op}	Tensão de saída do conversor isolado referida ao lado primário	V
V_{on}	Tensão na entrada em condução do interruptor do conversor isolado da topologia de dois estágios	V
V_G	Tensão de grampeamento	V
W_a	Área da janela do núcleo	cm^2
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão de saída .	V
ΔQ_{Co}	Variação de carga do capacitor de filtro	C

ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}\text{C}$
α	Coefficiente de temperatura do cobre	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
ρ	Resistividade do cobre	Ω/cm^2
ρ_{20}	Resistividade do cobre a 20 $^{\circ}\text{C}$	Ω/cm^2
η	Rendimento	-

ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

	Significado
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito integrado
EMI	Interferência eletromagnética Irradiada
EPC	Electronic Power Conditioner
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SEPIC	Single-Ended Primary Inductor Converter
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier
TWT	Travelling Wave Tube
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZCS	<i>Zero-current-switching</i>
ZVS	<i>Zero-voltage-switching</i>

CAPÍTULO - 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - INTRODUÇÃO

Existem várias aplicações em que é necessária a utilização de elevados níveis de tensão contínua (na ordem de milhares de Volts), tais como em equipamentos de raio X, equipamentos de raio Laser, precipitadores eletrostáticos, alimentação de tubos de raios catódicos e válvulas eletrônicas.

No caso das válvulas eletrônicas, embora a tecnologia de semicondutores tenha apresentado um desenvolvimento muito acelerado nas últimas décadas, existem ainda algumas aplicações importantes onde a utilização das válvulas eletrônicas apresenta melhor desempenho e viabilidade. Um caso típico é a utilização de válvulas na amplificação de sinais de rádio frequência (RF) na faixa dos gigahertz (GHz), com centenas ou milhares de Watts de potência. Esta tecnologia é empregada, por exemplo, em sistemas de radar e em sistemas de comunicação terrestre e aeroespacial.

Atualmente, existe uma grande demanda por comunicações via-satélite, as quais permitem a troca de informações quase instantâneas entre distantes partes do mundo. Portanto, é também crescente o emprego de válvulas eletrônicas e de seus circuitos associados nestes sistemas de comunicação.

As válvulas eletrônicas necessitam de diferentes tensões de polarização para o seu funcionamento (tensões de catodo, coletores e anodos). Portanto, utilizam-se conversores CC-CC isolados, que geram estas elevadas tensões de polarização a partir de uma tensão de alimentação, que no caso de aplicações embarcadas, é de baixo valor (dezenas de volts) [1,3].

O desenvolvimento de conversores que operam com tensões elevadas apresenta muitos desafios e dificuldades que não estão presentes nos projetos convencionais com tensões mais moderadas. Portanto, algumas soluções que são clássicas e que apresentam excelentes resultados nas aplicações de baixa tensão, não podem ser estendidas diretamente para as aplicações com elevada tensão.

Desta forma, para a escolha da melhor solução para uma determinada aplicação, faz-se necessário um estudo específico levando-se em consideração os parâmetros que

influenciam no funcionamento dos conversores de alta tensão, associados também com os principais critérios exigidos, tais como: volume, massa, custo, desempenho, robustez, confiabilidade. etc [1, 3, 4, 5, 6, 7].

O desenvolvimento deste trabalho é direcionado para a busca de soluções, destinadas à alimentação de válvulas utilizadas em sistemas de comunicação de satélites, sendo portanto, adotados os critérios pertinentes a esta aplicação no desenvolver do estudo. Entretanto, os conceitos pesquisados e desenvolvidos com este trabalho podem ser estendidos para as outras aplicações também relacionadas com a obtenção de elevados níveis de tensão contínua.

1.2 - ESTÁGIO FINAL DE AMPLIFICAÇÃO DE MICROONDAS

Devido ao elevado custo do lançamento de satélites, a redução da massa e volume, assim como a elevação do rendimento da eletrônica embarcada, são alvos constantes de pesquisas das instituições que desenvolvem este tipo de tecnologia [22].

A energia necessária para o funcionamento dos satélites, em geral, provém de um conjunto de painéis solares e um banco de baterias, que representam massa e volume significativos com relação ao restante do sistema. Portanto, a eficiência da eletrônica embarcada é um fator importante no dimensionamento da fonte de energia que alimenta estes circuitos, influenciando diretamente no custo final [22].

Nos satélites de comunicação, um dos elementos mais importantes do ponto de vista do consumo, massa e volume, é o estágio final de amplificação de microondas, conhecido na literatura por “Travelling Wave Tube Amplifier” (TWTA). Este estágio pode representar cerca de 35% da massa e processar de 70% a 90% da energia total consumida pelo satélite [1]. Como a otimização deste equipamento representa um impacto significativo no desempenho e na competitividade do sistema, torna-se importante o desenvolvimento e a utilização de novas tecnologias neste tipo de aplicação.

Pode-se considerar, de forma simplificada, o TWTA como sendo composto por dois elementos principais apresentados na figura 1.1 [6].

O primeiro elemento é a válvula amplificadora de microondas chamada de “Travelling Wave Tube” (TWT), responsável pela amplificação dos sinais de rádio frequência (RF).

O segundo elemento que compõe o TWTA é a interface de potência conhecida por “Electronic Power Conditioner” (EPC), cuja finalidade principal é a conversão da tensão contínua de alimentação do satélite nos diferentes níveis de tensão de polarização dos coletores, anodos e catodo do TWT, resultando em uma tensão contínua de saída total de até 6,75kV [5].

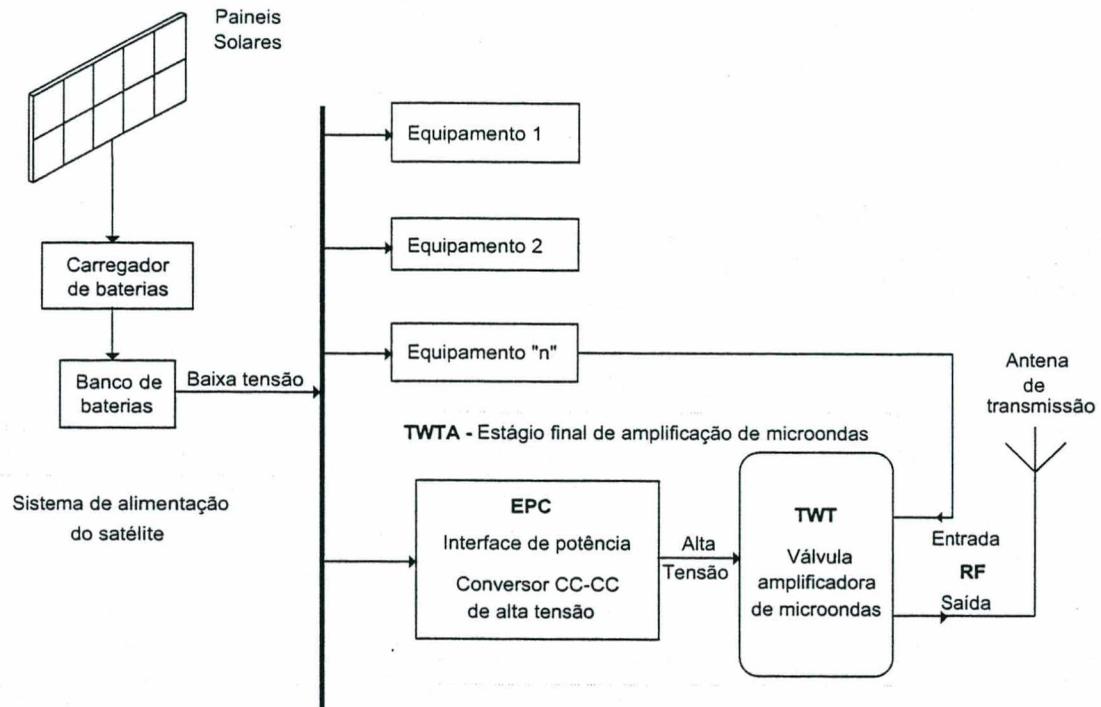


Fig. 1. 1– Diagrama de blocos do TWTA.

A figura 1.2 apresenta alguns tipos comerciais de válvulas TWT.

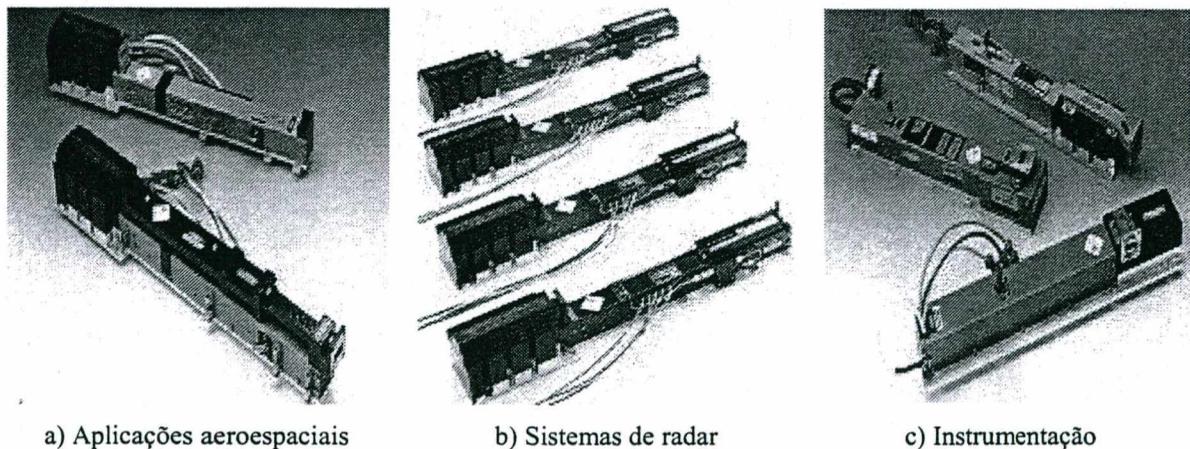


Fig. 1. 2– Diferentes tipos de válvulas TWT.

As válvulas TWT são classificadas conforme a sua faixa de frequência de operação. Algumas destas faixas de frequência típicas dos satélites equipados com TWTA são apresentadas na tabela 1.1 [2].

Frequências usuais em satélites comerciais	
Banda	Frequência (GHz)
L	1 – 2
C	4 – 6
Ku	12 – 14
Ka	20 – 30
V	40 – 50

Tabela 1.1 – Faixas de operação dos satélites de comunicação.

Nas aplicações embarcadas em satélite, normalmente encontra-se comercialmente TWT com potência nominal de saída desde 10W até 300W, dependendo do tipo de aplicação do satélite [4].

Uma breve descrição do princípio de funcionamento da válvula TWT é apresentada, para uma melhor identificação dos elementos que a compõem [2]. Estes elementos estão representados de forma simplificada na figura 1.3.

A emissão de elétrons parte do catodo aquecido passando pelos dois anodos, pela linha helicoidal de atraso (Helix) e é recebida pelos coletores. A estrutura Helix gera uma interação entre a onda eletromagnética que foi emitida no interior da válvula, com a que parte do coletor, resultando na amplificação do sinal de rádio frequência. A emissão de elétrons pode ser controlada pela tensão aplicada ao anodo 1 da válvula. A emissão é extinta com uma tensão negativa com relação ao catodo e com uma tensão positiva habilita-se a emissão.

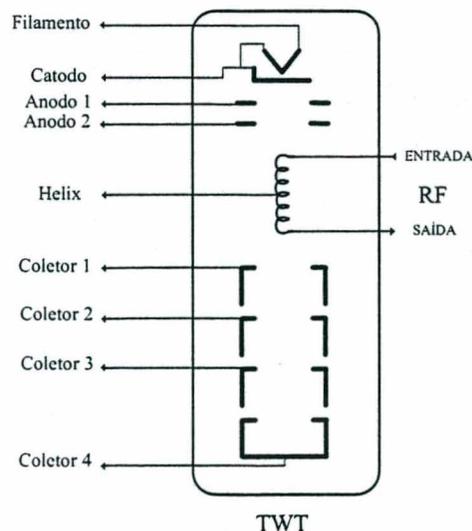


Fig. 1.3– Principais elementos do TWT.

Informações mais detalhadas sobre o funcionamento do TWT podem ser encontradas em [2].

As tensões de alimentação do TWT são geradas no EPC pelo conversor CC-CC isolado de alta tensão, que pode ser considerado como o elemento central de um TWTA. Isto devido às suas condições de operação e às exigências que este conversor tem que atender, além de ser o elemento de maior massa e volume do EPC [22]. Outro aspecto importante é que o desempenho e a vida útil da válvula TWT dependem fundamentalmente do correto funcionamento do conversor CC-CC de alta tensão.

Também há uma grande dificuldade na obtenção de rendimento elevado no conversor isolado, devido à presença do transformador de alta tensão com suas não idealidades [17]. É relatado na literatura que quanto maior é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída, menor é o rendimento e maior é a massa e volume do conversor isolado.

Existem várias alternativas para a implementação de conversores CC-CC isolados operando com elevada tensão de saída, porém não há uma solução que possa ser considerada padrão para este tipo de aplicação. Com isso, pode-se adotar diferentes soluções com estrutura, princípio de funcionamento, desempenho, massa e volume distintos.

Sendo esta aplicação uma área tecnológica estratégica, muitas informações e resultados de pesquisas realizadas nesta área não são publicadas. Além disso, grande parte das publicações técnicas relativas aos TWTA são de caráter mais comercial do que técnico [1, 3, 4, 5, 6, 7], algumas vezes não apresentando nem mesmo o circuito de potência utilizado [1, 3, 7], restringindo-se a apresentação dos resultados relativos ao desempenho, características operacionais e atendimento a normas específicas.

Também não foram encontrados estudos comparativos entre as propostas já apresentadas, que indiquem quais alternativas possam apresentar melhores resultados neste tipo de aplicação.

Portanto, busca-se com o desenvolvimento deste trabalho, obter o embasamento teórico e prático que possibilite indicar quais topologias de conversores CC-CC isolados possam apresentar melhores resultados com relação ao desempenho, massa e volume, além de atender aos requerimentos e especificações envolvidas no projeto do TWTA.

sinais não apresentando consumo significativo de energia, portanto não influenciam no desempenho do equipamento.

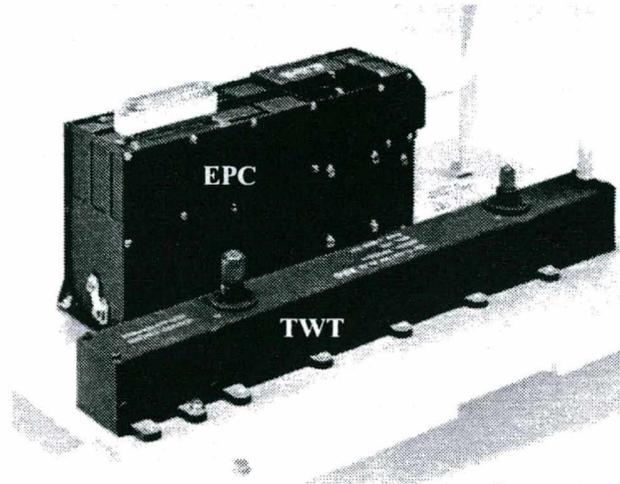


Fig. 1.5- TWT comercial.

1.3.2 - CONVERSOR DE AQUECIMENTO DO FILAMENTO

Antes que o conversor CC-CC de elevada tensão entre em operação, é necessário o pré-aquecimento do filamento do TWT [1, 3, 5, 6, 7, 27]. Para isto, utiliza-se um pequeno conversor isolado que processa uma potência em torno de 5W. Os únicos detalhes importantes deste conversor são com relação à corrente de filamento e ao transformador de isolamento. A corrente de filamento deve ser limitada quando esta se encontra na temperatura ambiente, pois a sua resistência nesta condição aproxima-se de um curto-circuito. Este aspecto é importante para a durabilidade da válvula TWT.

Embora as tensões eficazes dos enrolamentos do transformador de aquecimento do filamento sejam de baixo valor, este deve ter uma boa isolamento entre os enrolamentos primário e secundário, pois o filamento é conectado junto com o catodo do TWT, ficando o enrolamento secundário submetido ao mesmo potencial do catodo (kV).

Este conversor também não será abordado neste trabalho por tratar-se de um circuito simples, de baixa potência, que também não apresenta influência no desempenho do TWTA.

1.3.3 - FILTRO DE ENTRADA

A entrada do TWTA é dotada de um filtro passivo com alta atenuação e baixas perdas, com a finalidade de evitar a propagação de componentes de alta frequência do conversor para o satélite ou interferências provenientes da tensão de alimentação do satélite para o

conversor [1, 3, 5, 6, 7]. A definição do filtro a ser utilizado sofre grande influência do tipo de conversor a ser conectado após o filtro. Além disso, devido à interação entre o filtro e o conversor a ele conectado, é comum ocorrer a degradação da performance da regulação dinâmica do conversor [8, 9, 10], sendo portanto necessário o estudo e a adequação do filtro de entrada em conjunto com o conversor utilizado.

A utilização de conversores que tenham a característica de entrada do tipo fonte de corrente minimiza a necessidade de filtragem na entrada do conversor, reduzindo a massa e volume do filtro, possibilitando também uma menor influência na dinâmica do sistema.

1.3.4 - PRÉ-REGULADOR

Existem dois padrões com relação à rede de tensão contínua do satélite que alimenta o TWTA. No primeiro, um pré-regulador externo ao TWTA fixa a tensão do barramento do satélite (50V, 100V). No segundo caso, a rede de tensão contínua do satélite não é regulada, sendo a variação padrão da tensão neste tipo de sistema entre 26V e 44V [1, 5]. Como o segundo caso é o mais crítico para o projeto com relação à obtenção de elevado rendimento, este foi o padrão adotado neste trabalho.

Em ambos os padrões de tensão, normalmente utiliza-se um pré-regulador no EPC que estabiliza a tensão de alimentação [1, 3, 5, 6, 7].

Em geral, as estruturas apresentadas na literatura utilizam dois estágios de conversão de energia, um pré-regulador conectado em série com um conversor CC-CC isolado [1, 3, 5, 6, 7, 23]. O pré-regulador, através de uma malha de controle, estabiliza a tensão de saída do segundo estágio, que trabalha em um ponto fixo de operação. Neste caso, a única função do segundo estágio é isolar e gerar as várias tensões de saída necessárias para a operação do TWT. Desta forma, otimiza-se o projeto e funcionamento do conversor CC-CC isolado, o qual apresenta maior dificuldade na obtenção de elevado rendimento, devido à presença do transformador de elevada tensão e elevada frequência no seu circuito.

Existe também a possibilidade de utilizar estruturas que permitam realizar uma regulação paralela, onde o pré-regulador processa apenas uma parte da potência envolvida e não a sua totalidade [11, 12, 13] como no caso da regulação série, resultando também na obtenção de elevado rendimento. Entretanto, segundo a literatura, esta solução apresenta vantagens mais expressivas para aplicações com variações de tensão de entrada de até 25%.

1.3.5 - CONVERSOR CC-CC DE ALTA TENSÃO

O conversor CC-CC exerce a função principal do EPC que é a geração das diferentes tensões de catodo, coletores e anodos do TWT, a partir da tensão de saída do pré-regulador ou da tensão de alimentação do satélite [1, 3, 5, 6, 7].

Existem alguns aspectos importantes que influenciam na escolha do tipo de conversor a ser empregado para esta função. A grande diferença entre a tensão de entrada do conversor e a tensão de saída total, resulta na utilização de um transformador de alta frequência com uma relação de transformação muito elevada. Devido à alta tensão nos enrolamentos secundários, torna-se necessário um cuidado especial com relação ao isolamento de tensão entre os enrolamentos e entre camadas. Desta forma, o elevado número de espiras do transformador e a isolação necessária para o nível de tensão envolvido, fazem com que a indutância de dispersão e a capacitância intrínseca dos enrolamentos tornem-se significativos e tenha uma influência importante no funcionamento do conversor [16, 17]. Portanto é necessário evitar que estes elementos intrínsecos do transformador venham degradar a eficiência do conversor.

Para minimizar a massa e volume do conversor, torna-se necessário operar com frequência de comutação elevada. Portanto, deve-se empregar topologias com comutação suave nos interruptores e que evitem a dissipação da energia armazenada nos elementos intrínsecos do transformador (indutância de dispersão e capacitância dos enrolamentos).

As topologias ressonantes, com controle de potência obtida pela variação da frequência de operação, podem obter comutação suave nos interruptores e absorver os elementos intrínsecos do transformador, entretanto normalmente apresentam elevados esforços de corrente e tensão nos interruptores e não permitem a otimização da massa e do volume dos elementos reativos.

Outro fator importante neste tipo de aplicação é a baixa ondulação da tensão de saída necessária para a operação do TWT. Entretanto, a energia armazenada no filtro de saída deve ser limitada, minimizando a sua influência nos procedimentos de partida e desligamento do TWTA [1, 7, 12].

Em algumas saídas, como apresentado na figura 1.4, é necessária a adição de reguladores lineares, devido às rigorosas especificações de ondulação de tensão [1, 3, 5, 6, 7].

Devido à existência de vários enrolamentos secundários com tensões elevadas para a geração dos diferentes níveis de tensão do TWT, torna-se inviável a utilização de estruturas

com característica de saída do tipo fonte de corrente, pois seria necessária a construção de indutores de filtro volumosos.

O elevado número de saídas do conversor de alta tensão, necessárias para a alimentação do TWT, resulta na utilização de vários diodos retificadores operando com elevada tensão. Portanto, a estrutura a ser utilizada deve, preferencialmente, apresentar derivada de corrente (di/dt) reduzida nos diodos retificadores, minimizando os efeitos da recuperação reversa e as perdas de comutação no bloqueio dos diversos diodos retificadores de alta tensão.

Embora a potência envolvida neste tipo de aplicação seja relativamente baixa (até 300W), o custo do conversor não é um fator importante na escolha da topologia, pois a influência da compactação e da elevação do rendimento no custo final, é muito mais expressiva.

Um dos parâmetros mais importantes nesta aplicação é o rendimento global da estrutura. Segundo a literatura, considera-se atualmente um nível de rendimento de 92%, como sendo uma boa referência em termos de comparação de eficiência. Portanto, a princípio, considera-se que uma estrutura deva apresentar um rendimento igual ou superior a 92% para ser considerada competitiva com relação ao nível tecnológico atual.

1.4 - CONCLUSÕES

Tendo em vista a influência que o conversor CC-CC isolado apresenta no desempenho do estágio amplificador de microondas dos satélites de comunicação e a importância deste tipo de equipamento, busca-se com o desenvolvimento deste trabalho propor alternativas para a implementação destes conversores, que resultem na elevação do rendimento e na minimização da massa e volume. Neste sentido, este trabalho aborda duas alternativas para a implementação de conversores isolados operando com elevada tensão de saída e elevado rendimento.

Em cada estrutura são abordados: o princípio de funcionamento, a análise matemática, o procedimento de projeto, simulações, implementação e testes experimentais.

Para o desenvolvimento deste trabalho foi realizado um estudo preliminar das principais topologias de conversores CC-CC isolados utilizados em TWTA, encontradas na literatura [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 22, 23, 27, 28]. A partir deste estudo, selecionou-se a topologia que apresentou maior número de características adequadas para a aplicação em questão

[22]. Esta topologia baseia-se em estruturas compostas por dois estágios de conversão de energia conectados em série, a qual é a mais empregada neste tipo de aplicação.

Esta alternativa é explorada no capítulo 3, sendo desenvolvidas a análise matemática e o procedimento de projeto voltado para a otimização do funcionamento do conversor.

No capítulo 4 é apresentado um modelo para a implementação do controle desta estrutura, sendo este testado através de simulações e da implementação prática.

A segunda alternativa estudada, apresentada nos capítulos 5 e 6, é uma topologia inédita para este tipo de aplicação, sendo composta por um único estágio de processamento de energia. Para este conversor também se definiu um procedimento de projeto buscando a otimização do funcionamento do conversor.

Com base nos resultados obtidos e nos estudos desenvolvidos, é realizada no capítulo 7 uma comparação dos aspectos mais relevantes entre as estruturas propostas, a qual permite indicar qual alternativa apresenta melhores resultados para este tipo de aplicação.

CAPÍTULO - 2

TRANSFORMADOR DE ELEVADA TENSÃO E ALTA FREQUÊNCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

O transformador do conversor CC-CC de alta tensão apresenta grande influência na escolha da topologia do conversor isolado a ser utilizado. Portanto, tendo em vista a dependência que seus parâmetros exercem no funcionamento do conversor, antes de iniciar a apresentação do estudo dos conversores propostos neste trabalho, serão descritos inicialmente alguns aspectos importantes dos transformadores que operam com elevada tensão e alta frequência.

Os efeitos indesejáveis causados pela indutância de dispersão dos transformadores de alta frequência nos conversores CC-CC isolados, já são bastante conhecidos na eletrônica de potência. Entre estes efeitos pode-se citar as oscilações de tensão que resultam em sobre tensão nos interruptores, geração de interferência eletromagnética e redução do rendimento do conversor. Diversas topologias isoladas que apresentam comutação suave nos interruptores foram desenvolvidas buscando absorver a indutância de dispersão do transformador, fazendo com que esta integre o processo de comutação, elevando o rendimento e eliminando os seus efeitos indesejáveis [14].

Em geral, para simplificar a análise teórica destas topologias, adota-se um modelo equivalente de dois elementos para o transformador, representando-o apenas pela sua indutância de magnetização e pela indutância de dispersão equivalente, referidas ao lado primário do transformador.

Entretanto, as capacitâncias distribuídas entre espiras, camadas e enrolamentos, que podiam ser desprezados nos transformadores de alta frequência utilizados nas aplicações de baixa tensão, passam a ter grande importância nas aplicações que envolvem elevadas tensões de operação, devido ao elevado número de espiras dos enrolamentos no secundário. Este fenômeno torna-se ainda mais significativo quando o transformador apresenta uma relação de transformação elevada, pois a capacitância equivalente é referida de um enrolamento para o outro através da relação de transformação elevada ao quadrado.

O efeito indesejável causado pela presença da capacitância intrínseca do transformador é a dissipação da energia armazenada nesta capacitância na entrada em condução dos interruptores, havendo uma degradação do rendimento de forma proporcional à frequência de operação [27]. Dependendo da estrutura, esta capacitância também influencia na obtenção de comutação suave nos interruptores do conversor. Desta forma, a topologia adotada na implementação de um conversor CC-CC isolado de alta tensão e elevado rendimento, deve além de absorver a indutância de dispersão, também integrar a capacitância intrínseca do transformador nas suas etapas de operação, fazendo com que a energia armazenada nestes elementos não seja dissipada.

Neste capítulo, define-se um modelo equivalente simplificado do transformador de elevada tensão e alta frequência, permitindo a seleção e o estudo de topologias de conversores CC-CC isolados que integrem os elementos intrínsecos do transformador no seu funcionamento. Também é apresentada uma metodologia experimental para a determinação destes parâmetros (indutância de magnetização, indutância de dispersão e capacitância equivalente) cujo conhecimento torna-se necessário para o projeto dos protótipos.

2.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR DE ELEVADA TENSÃO

Um transformador de alta frequência genérico pode ser representado pelo seu circuito equivalente referido ao lado primário, como mostra a figura 2.1.

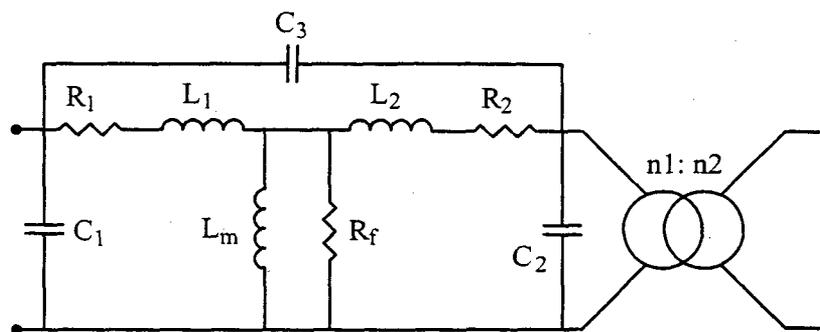


Fig. 2. 1- Circuito equivalente referido ao primário do transformador.

Onde:

R_1 e R_2 – Resistências dos enrolamentos primário e secundário respectivamente.

L_1 e L_2 – Indutância de dispersão dos enrolamentos primário e secundário respectivamente.

L_m – Indutância de magnetização.

R_f – Resistência equivalente da perda no núcleo.

C_1, C_2 e C_3 – Capacitâncias equivalentes do transformador.

$n_1:n_2$ – Relação de transformação.

Para a análise das etapas de operação dos conversores CC-CC de alta tensão isolados, busca-se um modelo equivalente simplificado para a representação do transformador. Neste sentido, algumas simplificações no circuito equivalente apresentado na figura 2.1 podem ser realizadas. Como o objetivo é apenas a análise do princípio de funcionamento das topologias, as perdas no cobre dos enrolamentos e no núcleo do transformador podem ser desconsideradas. Desta forma, suprime-se os resistores R_1, R_2 e R_f do circuito equivalente.

Assim, o transformador de alta frequência e elevada tensão pode ser simplificado por um modelo equivalente de três elementos, composto pela indutância de dispersão total referida ao primário (L_d), indutância de magnetização (L_m) e por uma capacitância equivalente (C_p) referida ao primário do transformador [16, 17].

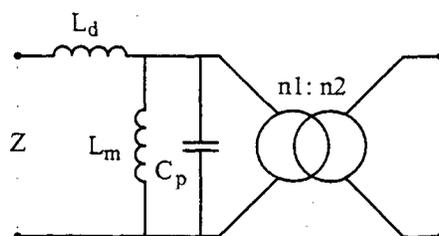


Fig. 2. 2- Circuito equivalente simplificado de três elementos.

Como pode ser observado neste circuito equivalente, existe uma frequência de ressonância série (ω_{os}) determinada pela indutância de dispersão L_d e pela capacitância equivalente C_p .

$$\omega_{os} = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_p}} \quad (2.1)$$

Também existe uma frequência de ressonância paralela determinada pela indutância de magnetização e pela capacitância equivalente C_p .

$$\omega_{op} = \frac{1}{\sqrt{L_m \cdot C_p}} \quad (2.2)$$

A impedância de entrada (Z) do circuito simplificado de três elementos vista do lado primário, considerando o secundário aberto, é apresentada na equação 2.3.

$$Z = j \cdot \omega \cdot \left[\frac{(\omega^2 - \omega_{op}^2) - \omega_{os}}{(\omega^2 - \omega_{op}^2) \cdot \omega_{os}^2 \cdot C_p} \right] \quad (2.3)$$

Onde:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot F_s \quad (2.4)$$

F_s – Frequência de operação

$$\omega_{op} = 2 \cdot \pi \cdot F_{op} \quad (2.5)$$

$$\omega_{os} = 2 \cdot \pi \cdot F_{os} \quad (2.6)$$

$$j = \sqrt{-1} \quad (2.7)$$

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

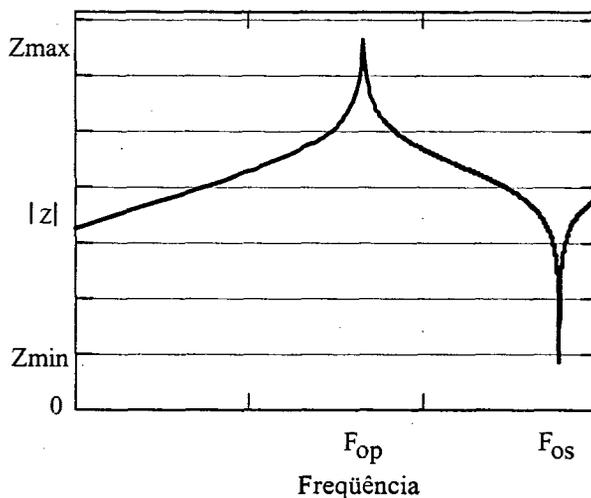


Fig. 2.3- Resposta em frequência do módulo da impedância de entrada.

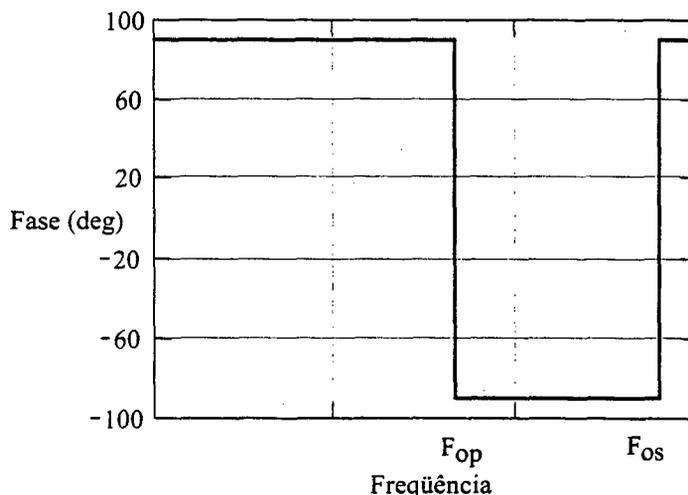


Fig. 2.4- Resposta em frequência da fase da impedância de entrada.

Observa-se nestas figuras que na ressonância paralela, o módulo da impedância de entrada é máximo e a fase altera-se de uma característica indutiva (90°) para uma característica capacitiva (-90°). Na ressonância série, o módulo da impedância de entrada é mínimo, e a fase altera-se de uma característica capacitiva para indutiva. Como a indutância de dispersão de um transformador é sempre menor do que a indutância de magnetização, a frequência de ressonância paralela sempre é menor do que a frequência de ressonância série.

2.3 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR

Como se busca encontrar topologias que absorvam os três elementos do circuito equivalente, o valor destes elementos irão influenciar no projeto e no funcionamento do conversor. Devido à influência de um grande número de fatores, tais como tipo de núcleo, fatores geométricos, tipo de isolamento utilizado, técnicas de construção, etc., torna-se complexo prever matematicamente os valores de indutância de dispersão e da capacitância intrínseca dos enrolamentos. Portanto, o procedimento de projeto destes conversores inicia-se fazendo uma estimativa dos elementos intrínsecos, com base na experiência obtida com a construção deste tipo de transformador de elevada tensão. Entretanto, após a construção do transformador é necessário medir experimentalmente estes elementos para realizar os ajustes necessários no projeto do conversor.

A medição da capacitância dos enrolamentos de um transformador de elevada tensão não pode ser realizada diretamente devido à configuração do circuito equivalente. Portanto, para a determinação dos valores do circuito equivalente, recorre-se a um método indireto. Inicialmente mede-se diretamente a indutância de magnetização do transformador, utilizando uma frequência de operação baixa (1kHz por exemplo) para minimizar a influência da capacitância C_p nesta medição. Considera-se a indutância de dispersão desprezível com relação ao valor da indutância de magnetização.

Posteriormente, com a utilização de um analisador de impedância, pode-se identificar as frequências de ressonância série e paralela através da resposta em frequência da impedância de entrada do transformador operando com o secundário aberto.

Com os valores da indutância de magnetização e da frequência de ressonância paralela, pode-se calcular o valor da capacitância equivalente referida ao lado primário do transformador utilizando-se a equação 2.8.

$$C_p = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_{op})^2 \cdot L_m} \quad (2.8)$$

Com o valor calculado da capacitância equivalente C_p e com o valor da frequência de ressonância série, calcula-se o valor da indutância de dispersão do transformador.

$$L_d = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_{os})^2 \cdot C_p} \quad (2.9)$$

Este método foi empregado na determinação dos elementos intrínsecos dos transformadores implementados neste trabalho, sendo o resultado da medição de um destes transformadores apresentado a seguir.

As figuras 2.5 e 2.6 apresentam o módulo e a fase da impedância de entrada do transformador de elevada tensão implementado, medido com um analisador de impedância, mantendo os enrolamentos secundários abertos.

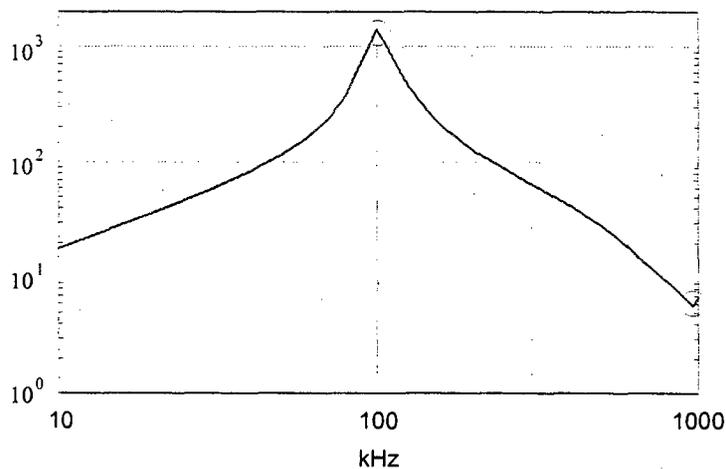


Fig. 2. 5- Impedância de entrada do transformador implementado (módulo).

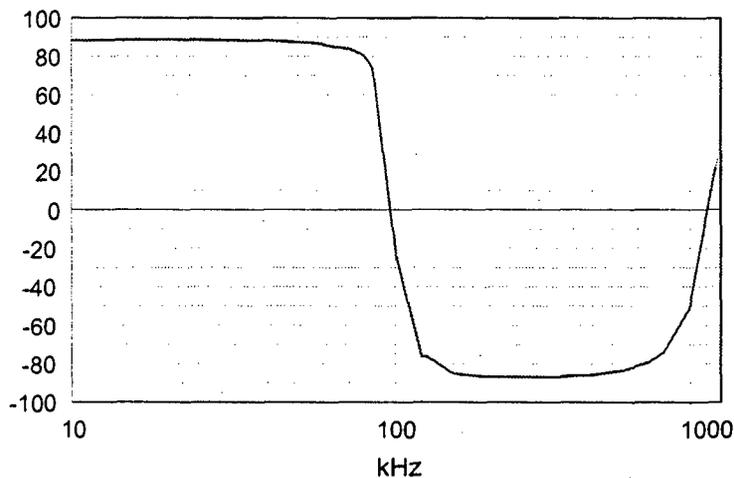


Fig. 2. 6- Impedância de entrada do transformador implementado (fase).

As frequências de ressonância obtidas paralela e série são respectivamente:

$$F_{op} = 100 \text{ kHz}$$

$$F_{os} = 960 \text{ kHz}$$

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 é apresentada abaixo.

$$L_m = 290 \mu\text{H}$$

A capacitância equivalente de entrada do transformador, calculada pela equação 2.8 é igual a:

$$C_P = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3)^2 \cdot 290 \cdot 10^{-6}} = 8,75 \text{ nF}$$

A indutância de dispersão obtida através da equação 2.9 é igual a:

$$L_d = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 960 \cdot 10^3)^2 \cdot 8,75 \cdot 10^{-9}} = 3,14 \mu\text{H}$$

Substituindo os valores obtidos experimentalmente na equação da impedância de entrada do modelo simplificado de três elementos (equação 2.3), obtêm-se os gráficos teóricos do módulo e fase, apresentados nas figuras 2.7 e 2.8.

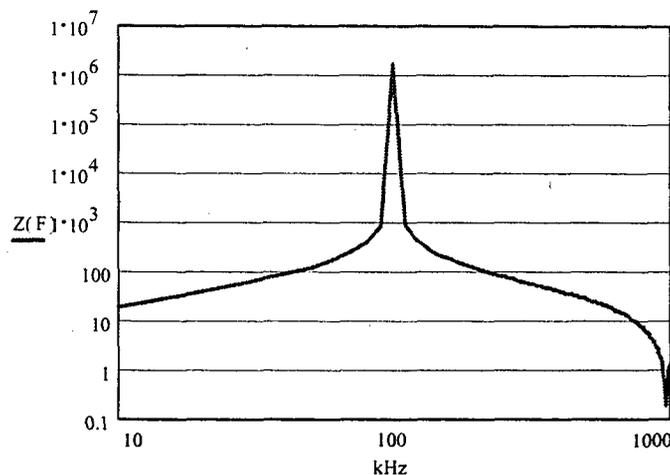


Fig. 2. 7- Impedância de entrada do modelo equivalente (módulo).

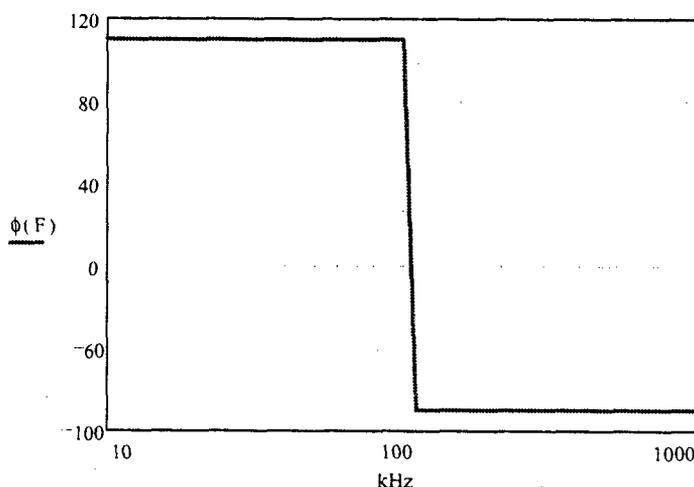


Fig. 2. 8- Impedância de entrada do modelo equivalente (fase).

Verifica-se que o transformador implementado apresenta bem definidos os pontos de ressonância série e paralela conforme previsto pelo modelo simplificado de três elementos. As diferenças entre os valores absolutos de módulo e fase do modelo simplificado e do transformador implementado, que ocorrem principalmente próximo das frequências de ressonância, devem-se as simplificações nos elementos que representam as perdas nos enrolamentos e no núcleo do transformador (R_1 , R_2 e R_f). Entretanto, os valores das frequências de ressonância são idênticos.

2.4 - CRITÉRIOS DE PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA TENSÃO

O transformador de alta tensão é o elemento de maior volume e com maior valor absoluto de perdas do conversor. Portanto, para que o conversor implementado seja competitivo, deve-se realizar o projeto visando a otimização do transformador, evitando prejudicar o desempenho da estrutura.

Devido ao elevado número de espiras e enrolamentos, associada à necessidade de uma isolamento adequada entre camadas e enrolamentos, os transformadores de alta tensão normalmente apresentam maior volume do que os utilizados em aplicações de baixa tensão, considerando-se a mesma frequência de operação e potência. O fator de utilização da janela do núcleo reduz-se significativamente em função da necessidade extra de isolamento para a operação com tensões na ordem de milhares de volts.

No projeto do transformador de alta tensão, espera-se atender às especificações elétricas de tensões, correntes, frequência de operação e potência nominal, além de outras especificações tais como isolamento, elevação máxima de temperatura, rendimento,

volume, limitação dos valores dos elementos intrínsecos, etc. Torna-se uma tarefa complexa encontrar a combinação de parâmetros de projeto que otimizem os principais aspectos do transformador relacionados com aplicações embarcadas em satélite, entretanto buscou-se desenvolver um procedimento de projeto que atendessem a estes requisitos.

As principais considerações realizadas no projeto dos transformadores de alta tensão utilizados para a definição dos transformadores utilizados neste trabalho são apresentados neste item.

Pode-se minimizar as perdas do transformador reduzindo-se os valores de densidade de fluxo e de corrente, entretanto isto acarretaria em um volume excessivo do transformador. No sentido contrário, pode-se buscar minimizar ao máximo o volume do transformador admitindo-se maiores perdas, entretanto pode ocorrer uma redução expressiva no rendimento da estrutura, além de haver a limitação da elevação máxima de temperatura do transformador.

Portanto, inicialmente definiu-se um limite máximo de perda no transformador de forma a preservar o rendimento, sem comprometer o volume da estrutura. Considerou-se uma perda de 2% no transformador operando com potência nominal, como sendo um valor adequado para esta finalidade.

Portanto, seguindo este critério definiu-se a perda total no transformador (P_{tot}) igual a:

$$P_{tot} = 0,02 \cdot P_o \quad (2.10)$$

Com as especificações da máxima elevação de temperatura (Δ_T), da temperatura ambiente (t_a) e com a definição da potência total dissipada no transformador (P_{tot}), pode-se escolher o núcleo a ser utilizado em função de sua resistência térmica (R_{th}).

Existem diferentes métodos para o cálculo da resistência térmica dos núcleos de ferrite, sendo também apresentadas na literatura [15] tabelas baseadas em cálculos teóricos e resultados experimentais para diferentes tipos de núcleos. Neste trabalho adotou-se os valores de resistência térmica apresentados em [15] para a seleção do núcleo.

A resistência térmica do núcleo (R_{th}) a ser utilizado deve ser igual ou inferior ao calculado pela equação 2.11, para não ultrapassar a elevação máxima de temperatura especificada.

$$R_{th} = \frac{\Delta_T}{P_{tot}} \quad (2.11)$$

Tendo sido selecionado o núcleo em função da sua resistência térmica, deve-se estipular de que forma a perda total do núcleo se distribuirá no transformador.

Uma regra prática é admitir que a perda total se dividirá igualmente entre as perdas nos enrolamentos e no núcleo do transformador. Entretanto, segundo apresentado em [18], existe uma relação ótima entre as perdas devido ao efeito Joule e as perdas magnéticas, sendo esta dependente das características do tipo de ferrite utilizado no núcleo.

A potência de perdas magnéticas por volume de material é caracterizada pela equação 2.12, onde os parâmetros C_m , x e y , são definidos pelo fabricante do material magnético.

$$P_v = C_m \cdot f^x \cdot B^y \quad (2.12)$$

A relação ótima entre a perda Joule (P_{cu}) e a perda magnética (P_m), é determinada pelas equações 2.13 e 2.14, adotando-se os parâmetros do material magnético considerado.

$$P_{cu} = \frac{y}{2+y} \cdot P_{tot} \quad (2.13)$$

$$P_m = \frac{2}{2+y} \cdot P_{tot} \quad (2.14)$$

Pode-se definir também os valores ótimos para a densidade de fluxo (B) e densidade de corrente (J) do transformador, conhecendo-se os parâmetros do núcleo (C_m , y e x), através das equações 2.15 e 2.16 respectivamente [18].

$$B = \left(\frac{2}{y+2} \cdot \frac{\Delta_T}{R_{th}} \cdot \frac{1}{C_m \cdot F_s^x \cdot V_e} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (2.15)$$

Sendo:

V_e – Volume do núcleo

$$J = \left(\frac{y}{y+2} \cdot \frac{\Delta_T}{R_{th}} \cdot \frac{1}{\rho \cdot MLT \cdot k_u \cdot W_a} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.16)$$

Onde:

W_a – Área da janela do núcleo

ρ - Resistividade do cobre

MLT – Comprimento médio da espira

K_u – Fator de enrolamento

Normalmente, a resistividade do cobre é apresentada para uma temperatura de 20°C, tendo-se que corrigir o seu valor para a temperatura de operação do enrolamento, utilizando-se a equação 2.17.

$$\rho = \rho_{20} \cdot [1 + \alpha \cdot (t_c - 20)] \quad (2.17)$$

Onde:

ρ – Resistividade do cobre na temperatura considerada

t_c – Temperatura do enrolamento considerada

ρ_{20} – Resistividade do cobre a 20°C ($1.709 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$)

α – Coeficiente de temperatura do cobre ($\alpha = 0.00393 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$)

Tendo-se definido o núcleo a ser utilizado, a densidade de fluxo e densidade de corrente do transformador, pode-se determinar o número de espiras e a seção dos condutores de cada enrolamento.

O número de espiras do enrolamento primário pode ser calculado por:

$$N_p = \frac{V_1}{k_v \cdot A_e \cdot B \cdot F_s} \quad (2.18)$$

Onde:

V_1 – Tensão eficaz do enrolamento

A_e – Área da coluna central do núcleo utilizado

k_v – Fator de forma de onda

$k_v = 4.44$ (senoidal)

$k_v = 4$ (quadrada simétrica)

$k_v = 2$ (assimétrica)

O número de espiras dos enrolamentos secundários é determinado diretamente pelo produto entre o número de espiras do primário e a relação de transformação, que depende do conversor a ser utilizado.

A área dos condutores a serem utilizados em cada enrolamento é calculada pela equação 2.19.

$$S_{\text{cond}} = \frac{I_{\text{ef}}}{J} \quad (2.19)$$

Onde:

I_{ef} – Corrente eficaz do enrolamento

Desta forma, seleciona-se os condutores que apresentam área igual ou superior a calculada, de forma a não ultrapassar a densidade de corrente especificada.

Entretanto, além da área mínima, também se deve levar em consideração o efeito pelicular na determinação dos condutores.

O efeito pelicular manifesta-se devido à presença de correntes alternadas que geram um campo magnético circular no condutor, fazendo com que haja uma distribuição irregular da corrente, alterando a densidade de corrente no condutor. Para minimizar este efeito, deve-se considerar o raio máximo do condutor menor ou igual ao determinado pela equação 2.20. Seguindo esta condição, a corrente deve-se distribuir por toda a área do condutor.

$$r \leq \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_c \cdot F_s}} \quad (2.20)$$

Considerando-se a utilização de condutores de cobre operando a 100°C, pode-se calcular o raio máximo do condutor elementar (r) de forma simplificada através da equação 2.21.

$$r = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad (2.21)$$

Tendo sido selecionado o condutor elementar que minimiza o efeito pelicular, deve-se associar em paralelo a quantidade necessária deste condutor de forma a compor a área total mínima calculada através da equação 2.19.

2.5 - CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DOS TRANSFORMADORES IMPLEMENTADOS

Nesta fase inicial do estudo dos transformadores de elevada tensão, onde se buscou a obtenção e validação de um modelo simplificado e representativo do transformador para a sua posterior utilização na análise e nas simulações das topologias estudadas, além de definir uma metodologia de projeto, pôde-se também testar diferentes técnicas construtivas e diferentes materiais na implementação de diversos transformadores.

Com isto, obteve-se um certo nível de experiência na construção deste tipo de transformador, o que também tornou possível avaliar a faixa de valores obtidos experimentalmente para os elementos intrínsecos do transformador com as diferentes técnicas utilizadas. Esta faixa de valores obtida com a experiência prática foi considerada como ponto de partida para a definição de valores destes elementos no procedimento de projeto dos conversores. Optou-se em não utilizar procedimentos matemáticos para estimar estes valores em virtude do elevado número de fatores que apresentam influência neste

cálculo, podendo não resultar em valores confiáveis para as diversas configurações de transformadores.

Os elementos intrínsecos do transformador apresentam uma importante influência no funcionamento do conversor isolado e é fortemente dependente das características construtivas do transformador, sendo portanto adotados procedimentos que resultem nos menores valores possíveis para estes elementos.

Com isto, inicialmente buscou-se selecionar os tipos de núcleos que melhor se adaptassem a esta aplicação, principalmente com relação aos aspectos envolvidos com a indutância de dispersão e isolamento.

Em diversas aplicações utilizam-se os núcleos do tipo “E” apresentado na figura 2.9, na implementação de transformadores de potência. Isto ocorre em função do seu reduzido custo e da sua disponibilidade comercial. Entretanto, sabe-se que devido às suas formas geométricas, a utilização deste núcleo resulta em valores mais elevados para a indutância de dispersão quando comparado com outros tipos de núcleos [15].

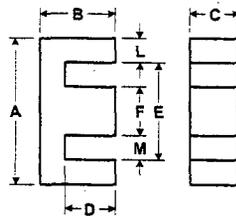


Fig. 2. 9- Núcleo tipo “E”.

Como o custo do conversor não é um critério importante na definição dos seus componentes em virtude da predominância de outros fatores no custo final tais como massa, volume e rendimento, os núcleos do tipo “E” não foram adotados na implementação de transformadores de potência.

Os núcleos com formato toroidal mostrados na figura 2.10, apresenta boa concatenação do fluxo magnético entre os enrolamentos, resultando em uma indutância de dispersão reduzida.

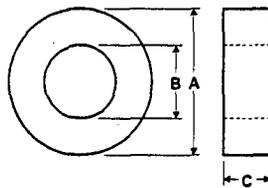


Fig. 2. 10- Núcleo toroidal

Portanto, o núcleo toroidal foi o primeiro tipo de núcleo utilizado na implementação dos transformadores. A posterior medição dos parâmetros intrínsecos do transformador implementado confirmou a característica desejável de minimização destes elementos.

Entretanto, devido ao seu formato geométrico e a forma construtiva dos enrolamentos neste núcleo, observou-se uma grande dificuldade na implementação de um isolamento confiável com a utilização de fitas isolantes, principalmente com relação as terminações dos enrolamentos inferiores, que devem cruzar as camadas superiores de outros enrolamentos.

Outro fato importante é que a diferença entre os diâmetros interno e externo resulta em excesso de camadas de isolamento na região interna do núcleo para se obter um isolamento adequado na região externa, havendo um aproveitamento pouco eficiente da área disponível para os enrolamentos.

Este tipo de núcleo é utilizado pela indústria nesta aplicação, entretanto empregam-se técnicas de impregnação em epóxi, evitando os problemas anteriormente citados. Como esta técnica de isolamento não está disponível nos laboratórios da universidade, a utilização de núcleos toroidais foi descartada neste trabalho.

Outro fator que contribui para a não utilização do núcleo toroidal é que algumas topologias utilizadas na implementação dos conversores isolados necessitam flexibilidade com relação ao ajuste do valor da indutância de magnetização do transformador. Com o núcleo toroidal não se pode proceder a ajustes na indutância de magnetização em virtude de não ser possível variar o entreferro do transformador como em outros tipos de núcleos.

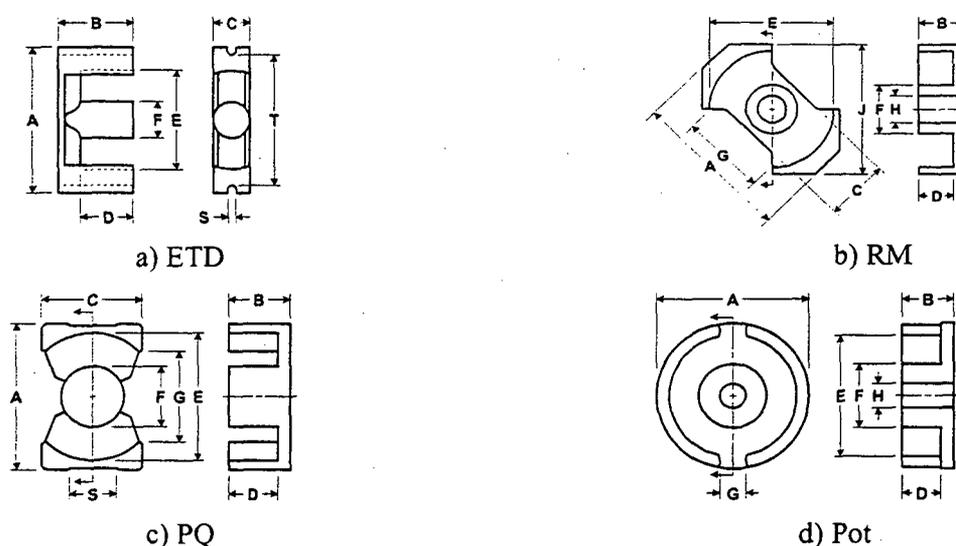


Fig. 2. 11- Núcleos ETD, RM, PQ e Pot.

Tendo sido descartada a utilização de núcleos toroidais, investigou-se a possibilidade de utilização de outros tipos de núcleos que apresentassem a seção da coluna central circular, uma vez que este formato favorece a construção dos enrolamentos e a redução da indutância de dispersão. Entre estes núcleos pode-se citar os do tipo ETD, RM, PQ e Pot, apresentados na figura 2.11.

Estes tipos de núcleos permitem a implementação de uma isolamento eficiente entre camadas e enrolamentos com a utilização de fita isolante.

Entretanto, o núcleo do tipo Pot apresenta menor espaço físico para a saída dos terminais dos enrolamentos, lembrando que nesta aplicação são utilizados vários enrolamentos secundários de alta tensão (sete ou mais enrolamentos). Portanto, neste tipo de núcleo tem-se uma dificuldade maior em disponibilizar os terminais dos enrolamentos com elevado nível de isolamento. Este núcleo também apresenta uma maior dificuldade na evacuação do calor gerado internamente devido a sua forma construtiva, o que pode resultar em um transformador com dimensões maiores do que a obtida com a utilização de outros tipos de núcleos.

Os núcleos ETD, RM e PQ possuem características interessantes para a implementação de transformadores de alta tensão, apresentando seção central circular, facilidade na implementação da isolamento entre camadas e amplo espaço para a saída dos terminais dos enrolamentos. Também existe a disponibilidade de carretéis com vários terminais para estes núcleos, permitindo conexão direta dos vários enrolamentos com a placa de circuito impresso.

Portanto, em função das características apresentadas e da disponibilidade em estoque no laboratório, adotou-se o núcleo do tipo ETD na implementação dos transformadores de potência.

Com a implementação e medição dos parâmetros do transformador utilizando núcleos ETD, confirmaram-se as características adequadas deste tipo de núcleo na construção de transformadores de alta tensão, sendo portanto adotado este tipo de núcleo na implementação dos transformadores de potência utilizados nos conversores estudados.

O material magnético do núcleo utilizado apresenta influência direta nas perdas magnéticas e no volume do núcleo. Como se deve operar com uma frequência de operação elevada (acima de 70 kHz) para a redução do volume do conversor, adota-se um material magnético adequado para esta faixa de frequência. No caso de utilização de ferrites nacionais (Thornton) deve-se utilizar o material IP12.

Existem diferentes técnicas construtivas para a confecção dos enrolamentos que resultam em diferentes valores de indutância de dispersão e capacitância equivalente do transformador [15]. A subdivisão dos enrolamentos e as diferentes disposições destas secções no carretel do transformador podem reduzir consideravelmente a indutância de dispersão ou a capacitância equivalente dos enrolamentos. Porém, estas técnicas as quais são muito empregadas em aplicações de baixa tensão, apresentam grande dificuldade de implementação em aplicações de elevada tensão, em função da dificuldade de manter um elevado nível de isolamento na associação destas sessões de enrolamentos. Portanto, as subdivisões de enrolamentos não são utilizadas em transformadores de elevada tensão.

Os diagramas construtivos de alguns dos transformadores implementados são apresentados nas figuras 2.12 e 2.14.

Como as configurações das estruturas estudadas são do tipo “push-pull”, os transformadores implementados apresentam dois enrolamentos primários (L_{P1} e L_{P2}). Devido ao tipo de válvula TWT a ser utilizada, os transformadores apresentam sete enrolamentos secundários, um para cada tensão de polarização do TWT.

Sendo a corrente nos enrolamentos secundários de reduzido valor, estes são constituídos por um condutor único. Nos enrolamentos primários circulam correntes de valor mais expressivo em função da baixa tensão de operação da seção primária do conversor. Portanto, estes enrolamentos são constituídos por associação de condutores elementares de forma a reduzir o efeito pelicular ocasionado pela operação com elevada frequência de comutação.

No diagrama construtivo apresentado na figura 2.12 os enrolamentos secundários são dispostos sobre os enrolamentos do primário em uma ordem crescente de corrente e de diferença de potencial. Portanto, o último enrolamento (LC4) é o que apresenta maior diferença de potencial com relação ao primário e é o enrolamento secundário de maior corrente do transformador.

Neste transformador foram utilizados seis condutores 25 AWG torcidos e conectados em paralelo para a formação dos enrolamentos do primário, dispostos em uma camada única para cada enrolamento.

Observou-se no posterior ensaio do transformador implementado que este apresentava isolamento adequado entre os enrolamentos e reduzido valor de indutância de dispersão.

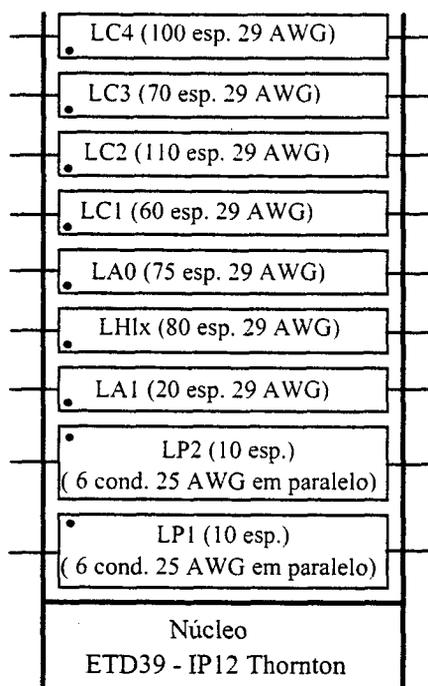


Fig. 2. 12- Diagrama construtivo de um dos transformadores implementados.

Os parâmetros do transformador, medidos em cada enrolamento primário L_{P1} e L_{P2} , são:

- Indutância magnetização: $L_m = 250 \mu\text{H}$
- Indutância de dispersão: $L_d = 1,5 \mu\text{H}$
- Capacitância equivalente: $C_p = 7,8 \text{ nF}$

Verificou-se nos ensaios práticos, operando com uma frequência de comutação de 120kHz, uma elevação muito rápida da temperatura dos enrolamentos do transformador, mesmo operando quase sem carga, enquanto o núcleo do transformador permanecia na temperatura ambiente. Com isto concluiu-se que, sendo a corrente eficaz nos enrolamentos desprezível, pois o conversor operava quase sem carga, a elevação de temperatura dos enrolamentos devia-se ao efeito de proximidade. Conforme apresentado em [18], a potência dissipada em um enrolamento em função deste efeito, aumenta significativamente com o incremento do número de camadas do enrolamento. Também é citado nesta referência que um número elevado de camadas pode exigir uma redução da frequência de operação ou da espessura das camadas a fim de minimizar a potência dissipada em um enrolamento devido ao efeito de proximidade.

Os transformadores de alta tensão são muito suscetíveis a este tipo de problema, devido ao elevado número de espiras que resulta em enrolamentos com várias camadas,

sendo prudente limitar a frequência de operação, mesmo que o material magnético utilizado no núcleo permita a operação com frequências elevadas (acima de 100kHz).

Portanto a frequência de operação dos conversores estudados foi limitada a valores inferiores a 100kHz, minimizando o efeito de proximidade e as perdas no enrolamento.

Outra alternativa testada para a minimização do efeito de proximidade foi a construção de outro transformador utilizando condutores do tipo “Litz” nos enrolamentos do primário.

Para minimizar a indutância de dispersão do transformador busca-se a implementação de enrolamentos que apresentem a menor espessura possível e que tenha uma distribuição uniforme em todo o carretel. Considerando este princípio, optou-se por utilizar três condutores “Litz” em paralelo. Cada condutor “Litz” utilizado é formado por 40 condutores 37 AWG em paralelo. Com esta configuração, obteve-se um perfil mais baixo dos enrolamentos do primário do que com a utilização de um único condutor “Litz” de maior seção. Também se obteve a ocupação completa do carretel em uma camada para cada enrolamento primário. Caso fosse utilizado um condutor “Litz” único de maior seção, além de resultar em um perfil mais elevado, para o mesmo número de espiras do enrolamento primário, não seria preenchida a totalidade da primeira camada pelo enrolamento primário. Isto resultaria em uma distribuição irregular das camadas e enrolamentos do primário.

A disposição dos condutores “Litz” dos enrolamentos do primário do transformador é apresentada na figura 2.13.

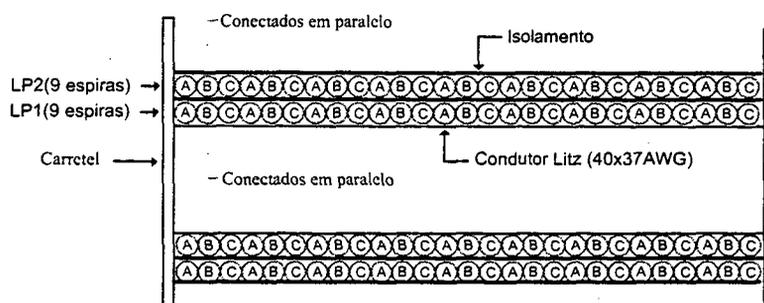


Fig. 2. 13- Disposição dos condutores nos enrolamentos do primário.

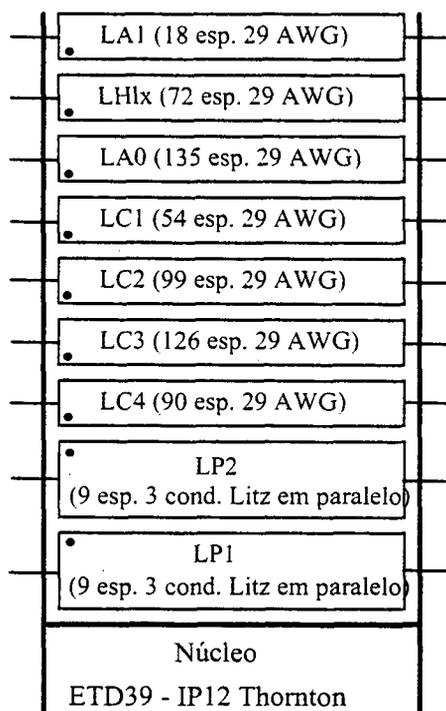


Fig. 2. 14- Diagrama construtivo de um dos transformadores implementados.

Os parâmetros do transformador, medidos em cada enrolamento primário L_{P1} e L_{P2} são:

- Indutância magnetização: $L_m = 270 \mu\text{H}$
- Indutância de dispersão: $L_d = 1,3 \mu\text{H}$
- Capacitância equivalente: $C_p = 8,75 \text{ nF}$

Nos ensaios realizados com este transformador implementado verificou-se a obtenção do isolamento adequado para a aplicação, baixo valor de indutância de dispersão. Os efeitos do efeito de proximidade não foram observados neste transformador, tendo sido testado para frequências de comutação inferiores a 100kHz.

2.6 - CONCLUSÕES

Neste capítulo definiu-se um modelo equivalente simplificado do transformador de alta tensão. Com este modelo, pode-se analisar o funcionamento do conversor isolado e avaliar a influência dos elementos intrínsecos do transformador nas etapas de operação da topologia selecionada.

Também se desenvolveu uma metodologia para a determinação experimental dos parâmetros dos transformadores implementados.

Estabeleceu-se uma metodologia de projeto do transformador buscando minimizar a sua massa e volume, sem comprometer o rendimento da estrutura, pois o transformador de alta tensão é o elemento com maior perda absoluta neste tipo de conversor.

Diversos transformadores foram implementados tendo-se obtido melhores resultados com o emprego de núcleos do tipo ETD e com a utilização de condutores do tipo Litz no enrolamento primário. Obteve-se valor reduzido para a indutância de dispersão, na ordem de $1\mu\text{H}$.

Os transformadores de alta tensão estão mais susceptíveis a manifestação do efeito de proximidade em função do elevado número de espiras e camadas dos enrolamentos dos secundários. Este fato também foi observado experimentalmente nos transformadores implementados, sendo recomendado considerar este aspecto na definição da frequência de operação do conversor.

Os transformadores implementados que apresentaram melhores resultados foram utilizados na implementação dos conversores estudados nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO - 3

CONVERSOR CC-CC ISOLADO OPERANDO COM ELEVADA TENSÃO DE SAÍDA - TOPOLOGIA DE DOIS ESTÁGIOS

3.1 - INTRODUÇÃO

Inicia-se neste capítulo o estudo da primeira topologia adotada e desenvolvida para a implementação da etapa de potência dos amplificadores TWTAs.

Após a análise de várias estruturas propostas na literatura, verificou-se a predominância das topologias compostas por dois estágios de processamento de potência [1, 3, 5, 6, 7, 23]. Nestas estruturas, inicialmente é realizada a estabilização da tensão de entrada através da utilização de um circuito pré-regulador. Com a utilização de um conversor CC-CC isolado, a tensão de saída do pré-regulador é então transformada nas diferentes tensões de polarização do TWT.

O pré-regulador tem seu ponto de operação variável de acordo com a tensão de entrada, normalmente operando com frequência constante e modulação PWM.

Sendo a tensão de entrada estabilizada pelo pré-regulador, o conversor isolado opera em um ponto fixo, com frequência e razão cíclica constantes. Desta forma, pode-se otimizar o funcionamento do conversor isolado, reduzindo os esforços e as perdas.

O conversor isolado torna-se o elemento mais crítico com relação à obtenção de elevado rendimento, em função da presença do transformador de alta tensão com seus elementos intrínsecos associados. Desta forma, o funcionamento em um ponto fixo de operação permite a simplificação e a otimização da estrutura a ser utilizada para esta finalidade.

Portanto, avaliam-se neste capítulo as características, vantagens e desvantagens apresentadas pela utilização de uma estrutura composta por dois estágios conectados em série.

Dentro das diversas alternativas avaliadas, são apresentadas neste capítulo as topologias que, segundo a análise preliminar, mostraram-se mais promissoras com relação ao atendimento dos critérios de massa e volume, além de elevado rendimento. Estas

características são avaliadas e comprovadas com a implementação e experimentação das estruturas consideradas.

3.2 - ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR

A tensão de alimentação do satélite normalmente é fornecida por um conjunto de painéis solares e bancos de baterias. Desta forma, a tensão de alimentação sofre influência da incidência solar e da variação da carga das baterias. Esta variação de tensão pode ser bastante expressiva, principalmente nos sistemas onde não há circuitos externos ao EPC para a regulação da tensão de alimentação. Este padrão é encontrado principalmente nos sistemas aeroespaciais norte-americanos. Já o padrão utilizado na Europa utiliza um conversor central que regula a tensão de alimentação de todos os equipamentos embarcados, sendo estes submetidos a uma variação de apenas $\pm 1\%$. Mesmo neste padrão, também são muito utilizadas as estruturas de dois estágios, um pré-regulador adicional interno ao EPC e o conversor CC-CC isolado.

Naturalmente, a maior dificuldade no atendimento aos critérios de massa, volume e rendimento do TWTA encontra-se nos sistemas que apresentam grande variação na tensão de entrada, sendo que este é o padrão adotado neste trabalho.

Como o pré-regulador é conectado em série com o conversor CC-CC isolado, o seu rendimento deve ser muito elevado de forma a não degradar a eficiência total do circuito de alimentação do TWT. Além disso, em se tratando da composição de dois conversores, procura-se manter a simplicidade de ambos, de forma a obter um número reduzido de componentes, confiabilidade e robustez, além de contribuir para a redução do volume do equipamento. Portanto, buscaram-se estruturas simples que, no entanto, preencham os requerimentos de massa, volume e rendimento.

3.2.1 - Definição da topologia

As estruturas normalmente empregadas como pré-reguladores são a topologia abaixadora do tipo buck ou elevadora do tipo boost, apresentadas na figura 3.1. Estas duas estruturas não isoladas normalmente apresentam rendimento elevado (acima de 94%) neste tipo de aplicação.

Após uma avaliação das duas estruturas, optou-se pela utilização do conversor boost como pré-regulador, em função de duas importantes características apresentadas por esta topologia.

A primeira característica é relativa à forma de onda da corrente de entrada. O conversor buck apresenta uma corrente de entrada pulsada o que vem a dificultar o projeto do filtro de entrada. Já o conversor boost apresenta uma corrente de entrada não pulsada com baixa ondulação, reduzindo o filtro de entrada e o volume total do conversor.

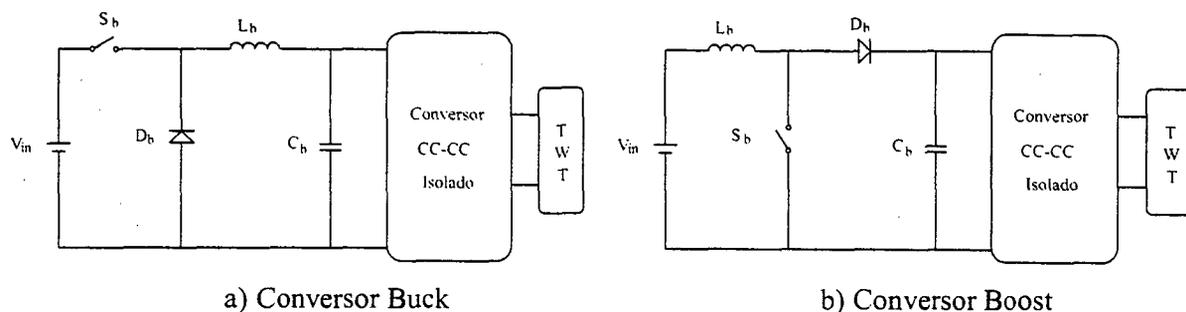


Fig. 3. 1-Topologia dos pré-reguladores.

A segunda característica refere-se ao ganho estático dos conversores. O conversor buck apresenta uma característica do tipo abaixador de tensão. Com isso, a tensão de saída do conversor buck tem que ser menor do que a menor tensão de entrada. Isto vem a elevar a relação de transformação do conversor isolado, resultando em uma capacitância equivalente do transformador muito mais acentuada, pois esta se reflete ao primário de forma proporcional ao quadrado da relação de transformação.

Como o conversor boost apresenta uma característica de saída do tipo elevadora de tensão, a tensão de saída do conversor boost deve ser maior do que a maior tensão de entrada. Com isto, reduz-se a relação de transformação, a capacitância equivalente do transformador, além de reduzir os esforços de corrente no conversor isolado. Considerando estas características, adotou-se o conversor Boost para a implementação do pré-regulador.

Tendo sido definida a topologia básica a ser empregada no estágio pré-regulador, avaliou-se a utilização de técnicas para a redução das perdas de comutação do conversor, uma vez que este deve operar com elevada frequência de comutação para a redução do volume dos elementos reativos.

A utilização de técnicas ativas com interruptores auxiliares para a obtenção de comutação suave foi descartada de forma a manter a simplicidade e o reduzido volume do circuito.

Avaliou-se então a utilização de técnicas passivas para a redução da perda de comutação do conversor.

Com a configuração usual do conversor elevador, apresentada na figura 3.1-b, a maior parte da energia perdida durante as comutações ocorre devido à corrente de

recuperação reversa do diodo boost, cujo efeito é um pico de corrente circulando sobre o interruptor principal. Se este pico de corrente ocorrer enquanto a tensão sobre este interruptor ainda for elevada, tem-se então uma grande quantidade de energia dissipada na entrada em condução do interruptor, sendo a potência perdida proporcional à frequência de comutação.

Existem circuitos de ajuda à comutação que limitam a derivada do crescimento da corrente sobre o interruptor, fazendo com que não haja coincidência entre a corrente e a tensão sobre o interruptor, eliminando-se a maior parte das perdas de comutação do circuito. Uma configuração de circuito de ajuda à comutação não dissipativo muito empregado é apresentada na figura 3.2 [19].

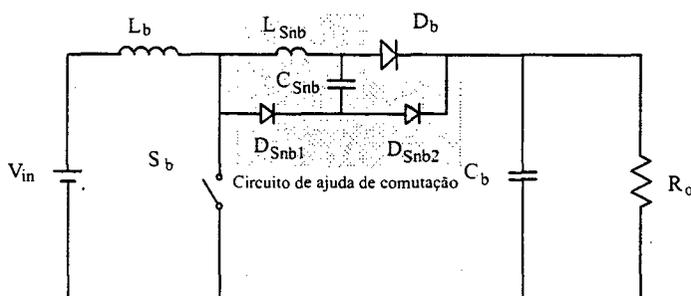


Fig. 3.2- Conversor Boost com circuito de ajuda à comutação não dissipativo.

O circuito de ajuda à comutação não apresenta influência na característica de transferência de potência do conversor, entretanto a presença do indutor L_{Snb} limita a derivada de corrente da recuperação do diodo D_b , minimizando a perda na entrada em condução do interruptor. A energia armazenada no indutor L_{Snb} é posteriormente transferida para o capacitor C_{Snb} , que por sua vez, no decorrer das etapas de funcionamento, transfere a sua energia para a carga. Entretanto, para que a atuação deste circuito seja eficaz e que suas etapas de operação decorram corretamente, é necessário que haja um nível de corrente de recuperação reversa adequada. Com a utilização de diodos boost do tipo ultra-rápidos com recuperação suave (ultra-fast soft-recovery) ou diodos do tipo “schottky”, o emprego deste circuito pode não ser eficaz.

Com as configurações dos circuitos pré-reguladores apresentados nas figuras 3.1-b e 3.2, realizou-se uma análise das perdas de forma a obter o máximo rendimento e estabelecer o circuito e os seus componentes.

Inicialmente, através de simulações e da implementação experimental, observou-se um incremento no rendimento do conversor boost de apenas 0,5 % com a utilização do circuito de ajuda à comutação apresentado na figura 3.2, com diodo retificador do tipo

ultra-rápido (ultra-fast), em relação à topologia com comutação dissipativa apresentada na figura 3.1. Esta pequena diferença entre os rendimentos manteve-se mesmo para frequências de comutação elevadas (acima de 100kHz).

Verificou-se que a utilização do circuito de ajuda à comutação reduzia significativamente as perdas na entrada em condução do interruptor, entretanto os diodos auxiliares do circuito de comutação (D_{Snb1} e D_{Snb2}) reduzem em torno de 1% o rendimento devido à perda de condução, minimizando a eficácia do circuito na elevação do rendimento da estrutura. Este fato ocorre principalmente devido ao baixo nível de potência envolvido neste tipo de aplicação (menor do que 300W), fazendo com que a circulação de uma corrente média menor do que 1A nos diodos auxiliares possa representar uma perda significativa no circuito.

Portanto, a inserção do circuito de auxílio a comutação não resultou em um aumento significativo do rendimento da estrutura.

Como as tensões envolvidas no estágio pré-regulador são de baixo valor (menores do que 100V), pode-se utilizar diodo do tipo “schottky” como diodo retificador, sendo que este tipo de diodo é o que apresenta menores perdas de condução em comparação com diodos de outras tecnologias. Como este diodo apresenta também uma corrente de recuperação reversa bastante reduzida, a utilização deste diodo também reduz os efeitos da principal fonte de perda de comutação no conversor, na operação com comutação dissipativa.

Com a utilização do conversor boost operando com comutação dissipativa e diodo do tipo “schottky”, obteve-se uma elevação de 2% no rendimento com relação ao mesmo conversor utilizando diodo ultra-rápido e uma elevação de 1,5% com relação ao conversor com circuito auxiliar de comutação e diodo ultra-rápido.

Portanto, adotou-se na implementação do pré-regulador a topologia elevadora clássica boost operando com comutação dissipativa apresentada na figura 3.1-b, mantendo a simplicidade do circuito e elevado rendimento. Obteve-se com esta estrutura um rendimento de 96,5% operando com uma frequência de comutação de 100kHz.

3.2.2 - Procedimento de Projeto

Sendo o conversor adotado para a implementação do pré-regulador um circuito clássico, não serão descritos o princípio de funcionamento e a análise teórica deste

conversor, uma vez que isto pode ser facilmente encontrado em várias referências bibliográficas [20].

Portanto, serão apresentadas somente as principais equações utilizadas no projeto dos componentes que compõem o circuito pré-regulador.

Neste trabalho, considera-se a utilização de uma válvula TWT de 150W e o padrão da tensão de alimentação adotado é variável entre 26 e 44V.

As especificações utilizadas no projeto do pré-regulador são apresentadas a seguir.

- Tensão de entrada mínima: $V_{in_{min}}=26V$
- Tensão de entrada máxima: $V_{in_{Max}}=44V$
- Potência de saída do pré-regulador: $P_o=160W$
- Rendimento mínimo do pré-regulador: $\eta=95\%$
- Freqüência de operação: $F_s=100kHz$
- Ondulação da corrente de entrada: $\Delta I_{in}=15\%$
- Ondulação da tensão de saída: $\Delta V_o=5\%$

Para não elevar os esforços de tensão nos interruptores do conversor isolado, adotou-se uma tensão de saída do regulador próximo do valor máximo da tensão de entrada. Desta forma adotou-se uma tensão de saída igual a $V_o=50V$.

A razão cíclica mínima e máxima do pré-regulador é determinada respectivamente por:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{in_{max}}}{V_o} = 1 - \frac{44}{50} = 0,12 \quad (3.1)$$

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{in_{min}}}{V_o} = 1 - \frac{26}{50} = 0,48 \quad (3.2)$$

3.2.2.1 - INDUTOR DE ENTRADA

O valor da indutância de entrada pode ser calculado diretamente em função do valor da tensão de entrada, freqüência de operação, razão cíclica e ondulação da corrente de entrada.

$$I_{Lb} = \frac{P_o}{V_{in_{min}} \cdot \eta} = 6,47A \quad (3.3)$$

$$\Delta I_{Lb} = I_{Lb} \cdot 0,15 = 6,47 \cdot 0,15 = 0,972A \quad (3.4)$$

$$L_b = \frac{V_{in_{min}} \cdot D}{\Delta I_{Lb} \cdot F_s} = \frac{26 \cdot 0,48}{0,972 \cdot 100 \cdot 10^3} = 128\mu H \quad (3.5)$$

No projeto físico do indutor de entrada seguiu-se o procedimento de projeto apresentado em [21], foram considerados os seguintes parâmetros:

Densidade de fluxo magnético: $B=0,3T$

Densidade de corrente: $J=380A/cm^2$

Fator de enrolamento do indutor: $k=0,7$

A corrente eficaz no indutor é aproximadamente igual a corrente média de entrada.

$$ILb_{RMS} = I_{Lb} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_{Lb}}{I_{Lb}} \right)^2} = 6,47 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{0,972}{6,47} \right)^2} = 6,5A \quad (3.6)$$

A corrente de pico no indutor de entrada é igual a corrente média de entrada adicionada da ondulação de corrente.

$$ILb_{pk} = I_{Lb} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 6,47 + \frac{0,972}{2} = 6,964A \quad (3.7)$$

O núcleo magnético a ser utilizado é definido pelo produto de áreas AP. O fator resultante do produto da área da janela e da área da coluna central do núcleo selecionado deve ser maior ou igual ao fator AP calculado abaixo [21].

$$AP = \frac{L_{Lb} \cdot ILb_{pk}^2 \cdot 10^4}{k \cdot B_o \cdot J_o} \cdot cm^4 = \frac{128 \cdot 10^{-6} \cdot 6,964^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 380} = 0,78cm^4 \quad (3.8)$$

Portanto, selecionou-se o núcleo EE30/14 - IP12 da Thornton que apresenta produto de área igual a $AP=1,02 cm^4$.

A área da coluna central deste núcleo é igual a $Ae=1,2 cm^2$.

O número de espiras do indutor é definido pela equação 3.9.

$$N = \frac{L_{Lb} \cdot ILb_{pk} \cdot 10^4}{B_o \cdot Ae} = \frac{128 \cdot 10^{-6} \cdot 6,964 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,02} = 25(\text{espiras}) \quad (3.9)$$

O entreferro do indutor é calculado pela equação 3.10.

$$\frac{Lg}{2} = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{2 \cdot L_b} = \frac{25^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,02 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 128 \cdot 10^{-6}} = 0,037cm \quad (3.10)$$

Considera-se a utilização de condutores elementares 25AWG. O número de condutores elementares em paralelo, para a densidade de corrente especificada, é calculado por:

$$N_{cond} = \frac{ILb_{RMS}}{Sc_{25AWG} \cdot J_o} = \frac{6,5}{0,001624 \cdot 380} = 11(\text{condutores})$$

A perda no enrolamento do indutor pode ser calculada desconsiderando-se os efeitos da parcela alternada de alta frequência, em virtude da baixa ondulação de corrente. Neste tipo de indutor também se pode considerar a perda no núcleo muito reduzida, mesmo na operação com elevadas frequências de comutação. Portanto, a perda no indutor de entrada pode ser estimada considerando-se apenas a circulação da componente contínua da corrente de entrada no enrolamento do indutor.

O valor da resistência do condutor elementar 25AWG para cada centímetro de comprimento em 100°C é $R_{25AWG}=0,001419\Omega/\text{cm}$.

O comprimento médio de uma espira utilizando o núcleo EE30/14 é de $l_t=7\text{cm}$. Considera-se um acréscimo de 30% no comprimento total do enrolamento devido ao fato de os condutores elementares serem torcidos em paralelo.

Portanto, a perda no indutor de entrada pode ser estimada por:

$$P_{Lb} = I_{Lb}^2 \cdot \frac{R_{25AWG}}{N_{\text{cond}}} \cdot l_t \cdot N \cdot 1,3 = 6,47^2 \cdot \frac{0,001419}{11} \cdot 6,7 \cdot 25 \cdot 1,3 = 1,23\text{W} \quad (3.11)$$

3.2.2.2 - CAPACITOR DE SAÍDA

A capacitância de saída do conversor boost pode ser determinada em função da variação de carga e da ondulação de tensão neste capacitor.

$$C_b = \frac{\Delta Q_{Cb}}{\Delta V_{Cb}} \quad (3.12)$$

$$\Delta V_{Cb} = V_b \cdot 0,05 = 50 \cdot 0,05 = 2,5\text{V} \quad (3.13)$$

A variação da carga do capacitor de filtro é determinada pela equação 3.14.

$$\Delta Q_{Cb} = \frac{I_{Lb} \cdot (D_{\text{max}} - D_{\text{max}}^2)}{F_s} = \frac{6,47 \cdot (0,48 - 0,48^2)}{100 \cdot 10^3} = 1,617 \cdot 10^{-5}\text{C} \quad (3.14)$$

Portanto, a capacitância de filtro mínima para a obtenção da ondulação de tensão especificada é calculada com a equação 3.12.

$$C_b = \frac{\Delta Q_{Cb}}{\Delta V_{Cb}} = \frac{1,617 \cdot 10^{-5}}{2,5} = 6,5 \cdot \mu\text{F}$$

3.2.2.3 - ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NO INTERRUPTOR

A tensão máxima no interruptor do conversor boost é igual à tensão de saída (50V).

A corrente eficaz, desprezando a ondulação da corrente de entrada é igual a:

$$I_{S_{RMS}} = I_{Lb} \cdot \sqrt{D} = 6,48 \cdot \sqrt{0,48} = 4,48A \quad (3.15)$$

Utilizou-se o MOSFET IRFP140 como interruptor comandado, na implementação do conversor boost. A tensão máxima deste componente é igual a 100V e a sua resistência de condução é de $0,11\Omega$ a $100^\circ C$.

A perda de condução neste interruptor é definida por:

$$P_{s_{cond}} = I_{S_{RMS}}^2 \cdot R_{ds_{on}} = 4,48^2 \cdot 0,11 = 2,2W \quad (3.16)$$

3.2.2.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NO DIODO

A tensão máxima no diodo de saída do conversor boost também é igual a tensão de saída.

A corrente média no diodo de saída é determinada por:

$$I_{D_{med}} = I_{Lb} \cdot (1 - D) = 6,47 \cdot (1 - 0,48) = 3,36A \quad (3.17)$$

O diodo schottky 8TQ100 foi utilizado como diodo de saída na implementação do conversor boost. A tensão máxima de operação deste componente é 100V e a sua tensão de condução é igual a $V_f=0,58V$.

A perda de condução no diodo de saída é calculada por:

$$P_{d_{cond}} = I_{D_{med}} \cdot V_f = 3,36 \cdot 0,58 = 1,95W \quad (3.18)$$

3.2.2.5 - ESTIMATIVA DO RENDIMENTO

O rendimento do pré-regulador pode ser estimado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{s_{cond}} + P_{d_{cond}} + P_{Lb}} \cdot 100\% \quad (3.19)$$

Onde:

P_o – Potência de saída

$P_{s_{cond}}$ - Perda de condução no interruptor

$P_{d_{cond}}$ – Perda de condução no diodo

P_{Lb} – Perda no indutor de entrada

Portanto, substituindo-se os valores calculados anteriormente obtêm-se:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{s_{cond}} + P_{d_{cond}} + P_{Lb}} \cdot 100\% = \frac{160}{160 + 2,2 + 1,95 + 1,23} \cdot 100\% = 96,74\%$$

O rendimento obtido experimentalmente (96,5%) é inferior ao valor estimado em função das perdas de comutação não considerada no cálculo teórico. Entretanto, como os

níveis de tensão são baixos e utiliza-se diodo schottky, estas perdas são reduzidas e os valores estimado e experimental do rendimento são muito próximos.

3.2.3 - Resultados Experimentais

O circuito do pré-regulador implementado é apresentado na figura 3.3.

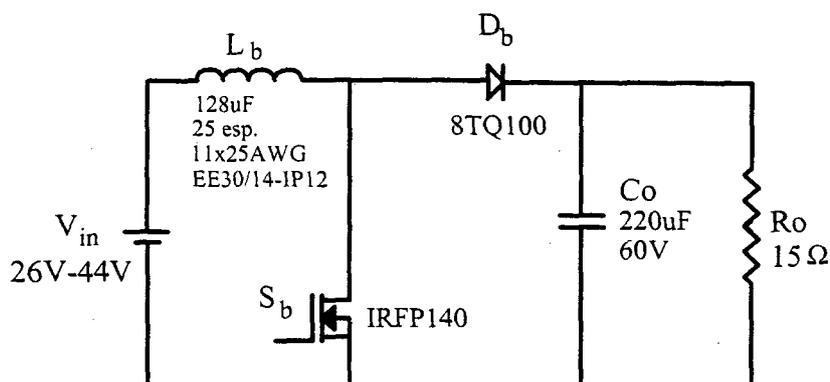


Fig. 3.3- Circuito pré-regulador implementado.

Utilizou-se um capacitor de filtro de 220uF ao invés de 6,5uF, conforme definido no procedimento de projeto, em função do valor de corrente eficaz que circula pelo capacitor de filtro.

A corrente e tensão no interruptor são apresentadas na figura 3.4.

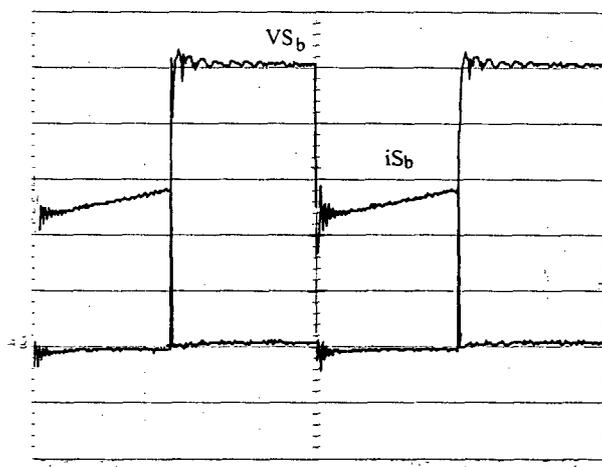


Fig. 3.4- Tensão e corrente no interruptor (10V/2A/2μs/div).

O detalhe da entrada em condução do interruptor é apresentado na figura 3.5.

Observa-se na figura 3.5 que a perda na entrada em condução do interruptor é desprezível.

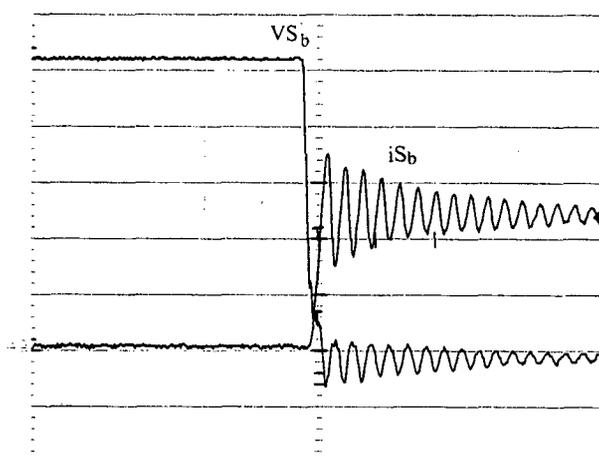


Fig. 3.5- Detalhe da entrada em condução do interruptor (10V/2A/100ns/div).

A figura 3.6 mostra o detalhe do bloqueio do interruptor. Algumas oscilações ocorridas na entrada em condução e bloqueio dos semicondutores são inseridas pela indutância intrínseca dos pontos de medição de corrente no circuito. Não havendo a necessidade de aquisição das formas de onda de corrente, estas indutâncias podem ser minimizadas reduzindo-se as conexões entre os componentes.

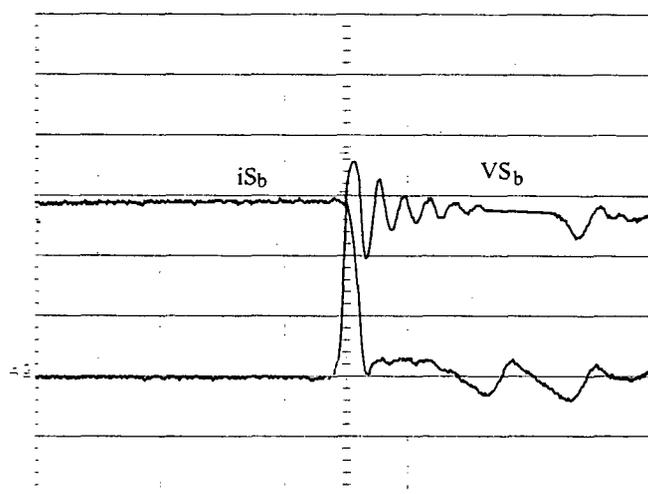


Fig. 3.6-Detalhe do bloqueio do interruptor (20V/2A/100ns/div).

As formas de onda de tensão e corrente no diodo boost são apresentadas na figura 3.7.

O rendimento obtido experimentalmente operando com potência nominal e com a menor tensão de entrada (pior condição de operação) foi de 96,5%.

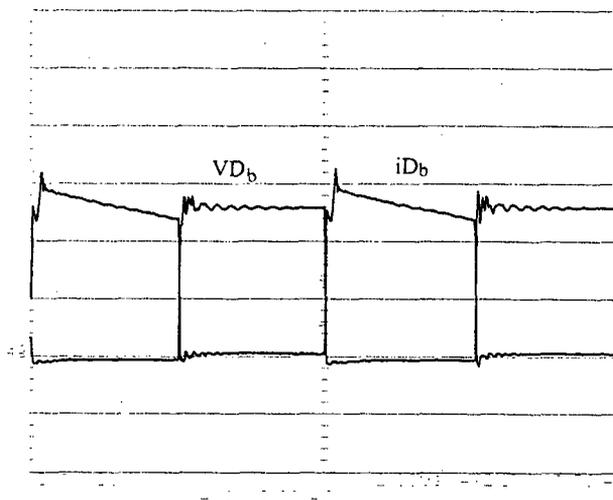


Fig. 3.7- Tensão e corrente no diodo boost ($20V/2A/2\mu s/div$).

3.3 - CONVERSOR CC-CC ISOLADO

3.3.1 - Introdução

O transformador de alta tensão é normalmente o elemento de maior massa e volume da etapa de potência do TWTA. Além disso, a indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos seus enrolamentos requerem atenção especial, de forma que estes elementos não venham a degradar a eficiência do conversor.

Portanto, devido a presença do transformador de alta tensão, o conversor CC-CC isolado torna-se o ponto crítico no atendimento aos critérios de massa, volume e rendimento. Por isso, pode-se dizer que os estudos relativos aos conversores CC-CC isolados são os mais relevantes no desenvolvimento de um TWTA competitivo.

Existem diversas topologias que podem ser empregadas para a geração das diferentes tensões de polarização TWT, entretanto deve-se ater as que apresentem o conjunto de características operacionais que a aplicação requer, pois caso contrário, certamente o desempenho desejado não será obtido.

Após a análise dos principais aspectos das topologias isoladas operando com elevada tensão de saída, definiu-se um conjunto de características que a estrutura a ser utilizada nesta aplicação deve apresentar, para que seja considerada adequada e atenda a todos os requisitos necessários. As principais características que devem ser apresentadas pelo conversor isolado para a sua utilização em um TWTA são:

- Operar com elevada frequência de operação de forma a reduzir os elementos reativos tais como indutores, capacitores de filtro e o transformador de potência.
- Apresentar comutação suave nos interruptores, de forma a evitar a degradação do rendimento da estrutura com a elevação da frequência de operação.
- Integrar no funcionamento da estrutura os elementos intrínsecos do transformador de elevada tensão (indutância de dispersão e capacitância equivalente dos enrolamentos), evitando a dissipação da energia armazenada nestes elementos.
- Operar com frequência de comutação constante, permitindo a escolha da frequência que otimiza os aspectos relativos à massa, volume e rendimento.
- Apresentar uma característica de saída do tipo fonte de tensão, pois devido à elevada tensão de saída, torna-se inviável a utilização de indutores de filtro necessários para a operação com característica de saída do tipo fonte de corrente.
- Apresentar derivadas de corrente reduzidas nos diodos retificadores, minimizando os problemas resultantes da recuperação reversa destes diodos.
- O custo do conversor não é um fator importante na seleção da topologia, pois os critérios relativos a massa, volume e rendimento são muito mais expressivos na definição do custo total do sistema.

Seguindo estas recomendações, realizou-se a análise preliminar de várias topologias propostas na literatura para a implementação do TWTA. A partir deste estudo, dentro das várias estruturas avaliadas, o conversor isolado desenvolvido neste capítulo mostrou-se melhor adaptado para a aplicação em questão.

A análise teórica desenvolvida neste trabalho é direcionada para o desenvolvimento de uma metodologia de projeto que busque a otimização do funcionamento do conversor, além de caracterizar todos os esforços da estrutura e identificar as vantagens e desvantagens da sua utilização nesta aplicação.

O estudo realizado é confirmado com o projeto e implementação prática da estrutura proposta, servindo como referência para comparação com outras alternativas.

3.3.2 - Descrição do conversor CC-CC isolado

O circuito de potência, apresentado na figura 3.8, baseia-se no conversor push-pull alimentado em corrente, apresentando comutações sob tensão e corrente nulas (ZVS/ZCS) [22]. A fonte de tensão V_{in} representa a tensão de saída do pré-regulador. O indutor L_{in} atua como uma fonte de corrente (I) na entrada do conversor. O capacitor C_T conectado no

ponto central do transformador push-pull, em conjunto com a indutância de dispersão do transformador, define a frequência de ressonância do conversor. Os interruptores de potência são representados por S_1 e S_2 com os seus respectivos diodos em antiparalelo D_{S1} e D_{S2} . O transformador push-pull é formado pelos enrolamentos primários L_{P1} e L_{P2} e secundário L_S . Os elementos intrínsecos dos componentes do circuito são as indutâncias de dispersão L_{d1} e L_{d2} e as capacitâncias dos enrolamentos C_{P1} e C_{P2} referidas aos enrolamentos do primário, além das capacitâncias dos interruptores C_{S1} e C_{S2} . Para simplificar o circuito, é apresentada apenas uma saída composta pelo retificador ponte completa e o capacitor de filtro C_o .

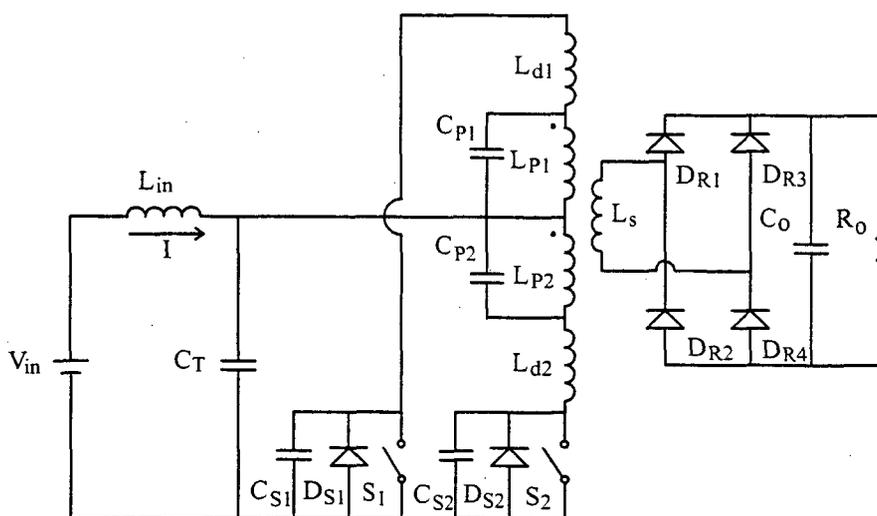


Fig. 3. 8- Conversor push-pull alimentado em corrente, com comutação suave ZVS/ZCS.

As principais características de operação que podem ser ressaltadas para esta estrutura são:

- A indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos enrolamentos do transformador são envolvidas em processos ressonantes, nas etapas de operação do conversor.
- Os interruptores comandados e os diodos retificadores apresentam comutação suave em toda a faixa de variação de carga, permitindo a operação com frequência de comutação elevada.
- Reduzido nível de interferência eletromagnética gerada em função das etapas ressonantes de funcionamento, que resulta em formas de ondas compostas por segmentos de senóides.
- Operação com razão cíclica e frequência constante pois a regulação da tensão de saída é implementada pelo pré-regulador.

- Baixa ondulação da tensão de saída quando opera com razão cíclica elevada e em um ponto fixo.

3.3.3 - Princípio de operação

O princípio de funcionamento do conversor push-pull alimentado em corrente ZVS/ZCS pode ser descrito em quatro etapas de operação, representando um ciclo completo de funcionamento. Para a análise do conversor assume-se que todos os componentes são ideais, entretanto a indutância de dispersão, a capacitância dos enrolamentos do transformador e a capacitância dos interruptores são consideradas nesta análise.

A tensão de saída do pré-regulador é considerada constante e representada pela fonte V_{in} .

3.3.3.1 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_0-T_1).

A figura 3.9 apresenta a primeira etapa de operação do conversor push-pull. A corrente no ponto central do transformador push-pull (i) inicialmente é nula e durante a condução do interruptor S_1 , ocorre a ressonância entre o capacitor C_T e a indutância de dispersão L_{d1} . A corrente (i) cresce de forma ressonante, atinge o seu valor máximo, decresce e torna-se nula novamente, finalizando esta etapa de operação. Durante esta etapa, a corrente (i) é entregue ao capacitor de filtro através dos enrolamentos do transformador e da ponte retificadora.

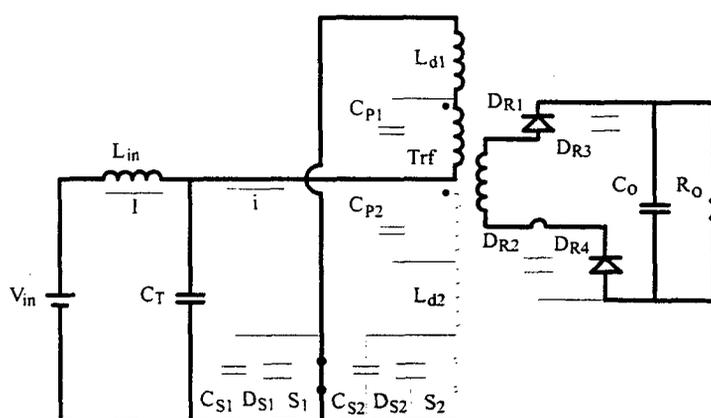


Fig. 3. 9- Primeira etapa de operação (t_0-t_1).

3.3.3.2 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_1-T_2).

Quando a corrente através do interruptor S_1 torna-se nula, a ponte retificadora é bloqueada e a energia armazenada na indutância de magnetização é transferida de forma ressonante para as capacitâncias intrínsecas dos interruptores (C_{S1} e C_{S2}) e dos enrolamentos do transformador (C_{P1} e C_{P2}). A tensão no capacitor C_{S2} decresce e a tensão no capacitor C_{S1} cresce de forma ressonante. As tensões nos capacitores C_{P1} e C_{P2} também se alteram de forma ressonante, evitando perdas devido à energia armazenada nestes elementos.

3.3.3.3 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_2-T_3)

No instante t_2 , completa-se a transição de tensão nos capacitores intrínsecos e o interruptor S_2 entra em condução. Inicia-se a ressonância entre o capacitor C_T e a indutância de dispersão L_{d1} . Esta etapa de operação é similar à primeira e é finalizada quando a corrente (i) torna-se nula.

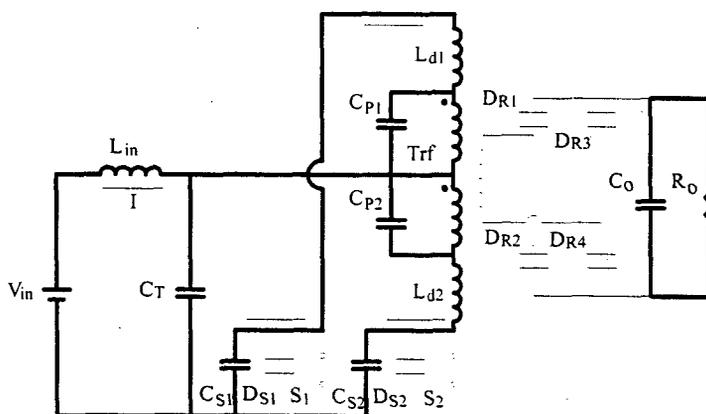


Fig. 3. 10- Segunda etapa de operação (t_1-t_2).

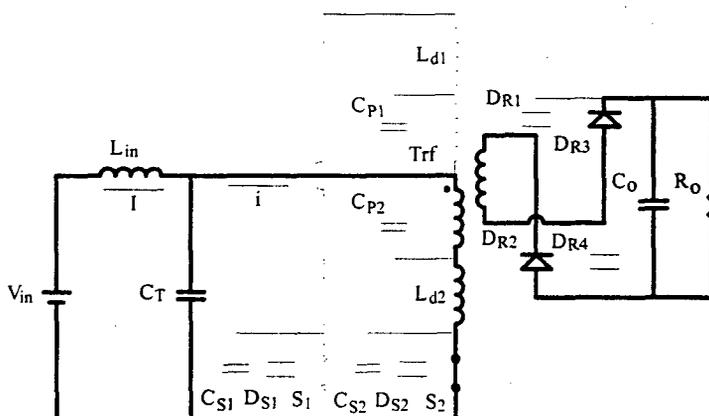


Fig. 3. 11- Terceira etapa de operação (t_2-t_3).

3.3.3.4 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_3-T_4)

Quando a corrente no interruptor S_2 torna-se nula, os diodos retificadores são bloqueados e ocorre a ressonância entre a indutância de magnetização e as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e dos enrolamentos do transformador. A tensão armazenada no capacitor C_{S1} decresce e a tensão no capacitor C_{S2} cresce de forma ressonante. As transições de tensão também ocorrem de forma ressonante nos capacitores C_{P1} e C_{P2} .

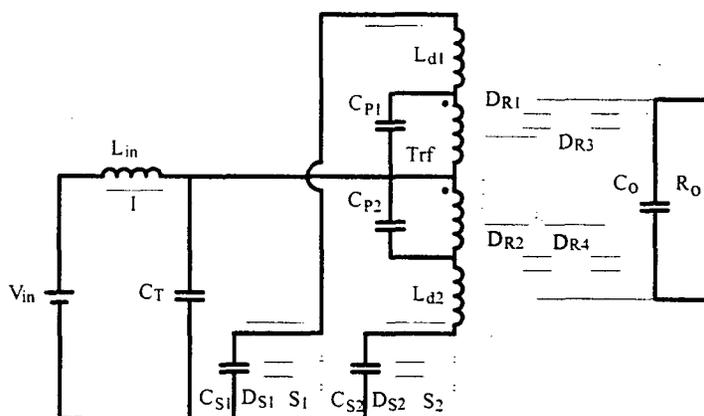


Fig. 3. 12- Quarta etapa de operação (t_3-t_4).

As principais formas de onda teóricas são apresentadas a seguir:

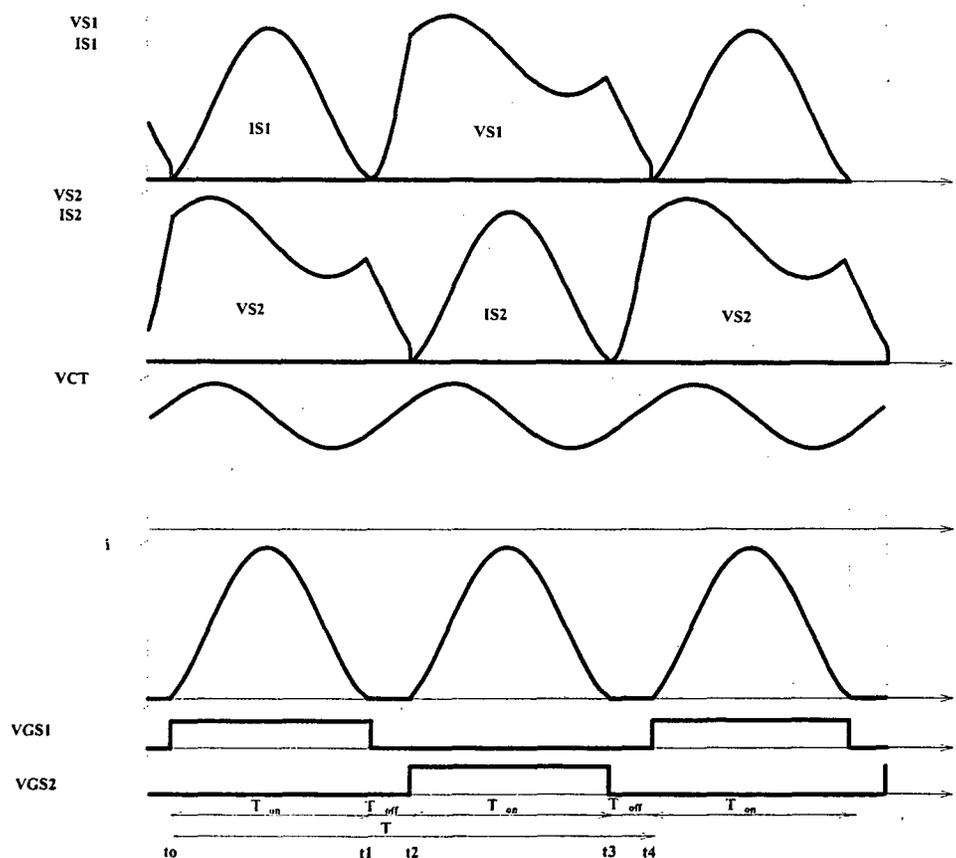


Fig. 3. 13- Principais formas de onda.

Observa-se nas formas de onda teóricas, que é necessário um período em que todos os interruptores permaneçam bloqueados (T_{off}) para que ocorram as transições de tensão nas capacitâncias intrínsecas do circuito.

O período de condução dos interruptores também deve ser suficiente para que o ciclo ressonante da corrente seja completado.

Observa-se a comutação dos interruptores com corrente e tensão nulas.

A tensão nos interruptores é igual ao dobro da tensão de entrada, adicionada da ondulação no capacitor C_T . Portanto, esta estrutura é indicada somente para aplicações em que a tensão de entrada não seja elevada.

3.3.4 - Análise matemática da primeira etapa de operação

O primeiro e o terceiro estágio de operação podem ser representados pelo circuito equivalente referido ao lado primário do transformador, apresentado na figura 3.14.

A fonte de corrente I substitui a fonte de tensão V_{in} e o indutor de entrada L_{in} . Os indutores L_d e L_m representam respectivamente a indutância de dispersão de um dos enrolamentos do primário e a indutância de magnetização do transformador. O capacitor do filtro de saída C_o é substituído por uma fonte de tensão (E) referida ao lado primário do transformador e a resistência de carga é representada por (R_o). Durante esta etapa, a capacitância dos enrolamentos é absorvida pela fonte de tensão (E). O diodo D_R representa o diodo retificador.

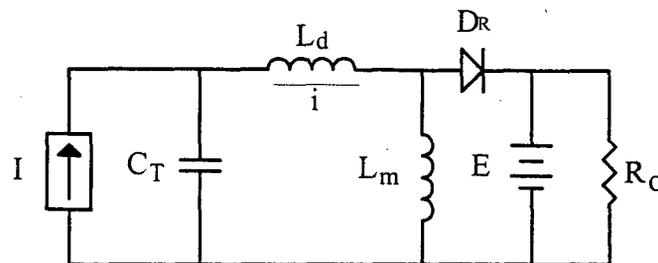


Fig. 3. 14- Circuito equivalente da primeira e terceira etapas de operação.

Para simplificar a análise, serão desprezadas as perdas do conversor, portanto, a corrente de entrada I é definida por:

$$I = \frac{E}{R_o} \quad (3.20)$$

A corrente no terminal central do transformador push-pull (i) é descrita por:

$$L_d \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{i}{C_T} = \frac{I}{C_T} \quad (3.21)$$

Ou de outra forma:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + i \omega_o^2 = I \omega_o^2 \quad (3.22)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_T}} \quad (3.23)$$

A solução da equação diferencial apresentada em 3.22 pode ser representada por:

$$i(t) = I - \left[I \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \right] \quad (3.24)$$

Onde:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_T}} \quad (3.25)$$

$VC_T(t_0)$ é a condição inicial do capacitor C_T .

A tensão no capacitor C_T , durante esta etapa de operação, é definida pela equação 3.26.

$$VC_T(t) = I \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + (VC_T(t_0) - E) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + E \quad (3.26)$$

Considerando-se a seguinte relação trigonométrica:

$$\cos(\omega_o \cdot t + \varphi) = \cos(\varphi) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (3.27)$$

A corrente no terminal central do transformador (i), pode ser também representada pela equação 3.28.

$$i(t) = I - I_k \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \varphi) \quad (3.28)$$

Onde:

$$\text{tg}(\varphi) = \frac{VC_T(t_0) - E}{I \cdot Z_n} \quad (3.29)$$

$$I_k = \frac{I}{\cos(\varphi)} \quad (3.30)$$

A figura 3.15 apresenta a variação da corrente no terminal central do transformador durante esta etapa de operação.

A primeira etapa de operação é concluída quando a corrente (i) torna-se nula e o diodo D_R é bloqueado (instante t_1). Denominando o intervalo (t_0 - t_1) por T_{on} , como

apresentado na figura 3.15, e considerando que a corrente (i) deve ser nula ao término deste intervalo, utilizando a equação 3.24 pode-se estabelecer as seguintes relações:

$$i(T_{on}) = 0 = I - I \cos(\omega_o \cdot T_{on}) + \frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot T_{on}) \quad (3.31)$$

$$I = I \cos(\omega_o \cdot T_{on}) - \frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot T_{on}) \quad (3.32)$$

Onde:

$$T_{on} = t_1 - t_0 \quad (3.33)$$

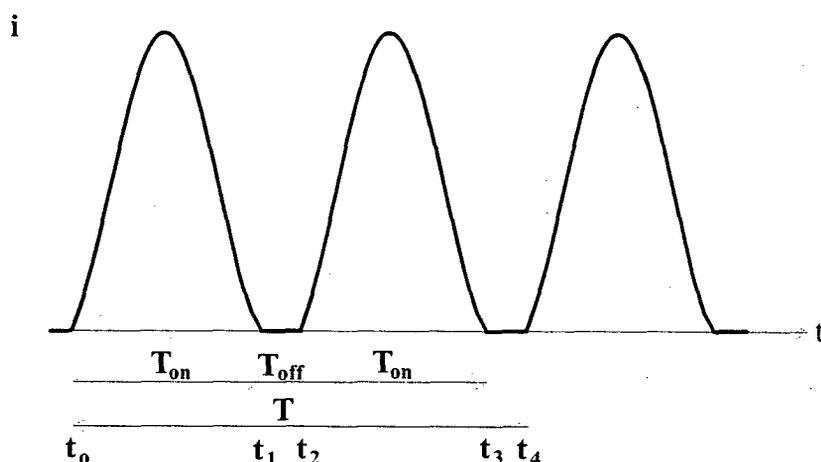


Fig. 3. 15- Corrente no terminal central do transformador (i).

A relação expressa pela equação 3.32 deve ser sempre satisfeita para que a corrente $i(t)$ seja nula ao término do intervalo T_{on} .

Para uma completa descrição da corrente no terminal central do transformador, é necessário conhecer a condição inicial $VC_T(t_0)$.

Durante a primeira etapa de operação, a tensão no capacitor C_T é descrita pela equação 3.26, sendo que $VC_T(t_1)$ representa a tensão que este capacitor atinge ao final desta etapa de operação. Durante a segunda etapa de operação, ambos interruptores estão bloqueados e o capacitor C_T é carregado linearmente pela fonte de corrente I , sendo que a sua variação de tensão é descrita pela equação 3.34.

$$VC_T(t) = VC_T(t_1) + \frac{I}{C_T} \cdot t \quad (3.34)$$

A figura 3.16 apresenta a variação de tensão no capacitor C_T .

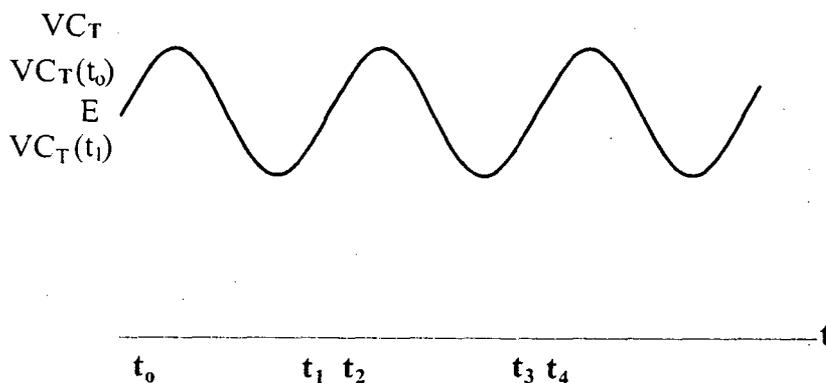


Fig. 3. 16- Forma de onda de tensão no capacitor C_T .

A tensão média no capacitor C_T é igual a tensão de saída referida ao lado primário do transformador (E), que por sua vez é igual a tensão de entrada (V_{in}).

A tensão média no capacitor pode ser calculada através das equações 3.26 e 3.34, que descrevem meio período de funcionamento do conversor. Desta forma obtêm-se:

$$\overline{V_{C_T}} = E = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{off}} (V_{C_T}(t_1) + \frac{I}{C_T} \cdot t) \cdot dt + \int_0^{T_{on}} [I \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + (V_{C_T}(t_0) - E) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + E] \cdot dt \right] \quad (3.35)$$

Onde:

$$T_{off} = t_2 - t_1 \quad (3.36)$$

$$T = \frac{1}{F_s} = 2 \cdot (T_{on} + T_{off}) \quad (3.37)$$

Portanto T_{on} representa o intervalo de condução de um interruptor, T_{off} o intervalo em que ambos interruptores estão bloqueados e T representa o período de comutação.

Desenvolvendo a equação 3.35, obtêm-se:

$$V_{C_T}(t_1) = E - \frac{I}{C_T} \cdot \frac{T_{off}}{2} \quad (3.38)$$

$$V_{C_T}(t_0) = E + \frac{I}{C_T} \cdot \frac{T_{off}}{2} \quad (3.39)$$

Com a análise matemática da primeira etapa de funcionamento, pode-se determinar os esforços de corrente e tensão nos principais componentes do conversor. Para a determinação destes esforços, adotou-se a seguinte parametrização:

$$T = 2 \cdot (T_{on} + T_{off}) \quad (3.40)$$

$$F_s = \frac{1}{T} \quad (3.41)$$

$$t_r = \frac{2 \cdot T_{on}}{T} \quad (3.42)$$

$$F_r = \frac{F_o}{F_s} \quad (3.43)$$

Onde:

T – Período de comutação

F_s – Frequência de comutação

t_r – Tempo de condução relativo

F_r – Frequência relativa

F_o – Frequência de ressonância do conversor ($\omega_o = 2\pi \cdot F_o$)

Com estes parâmetros, as seguintes relações podem ser obtidas:

$$T_{on} = \frac{T \cdot t_r}{2} \quad (3.44)$$

$$T_{off} = \frac{T \cdot (1 - t_r)}{2} \quad (3.45)$$

Com estas relações, a equação 3.39 pode ser parametrizada por:

$$\frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n} = \frac{I \cdot \pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \quad (3.46)$$

3.3.4.1 - PONTO DE OPERAÇÃO

Para a determinação dos esforços, inicialmente deve-se definir o ponto de operação do conversor (F_r e t_r) utilizando a equação 3.32. Esta relação pode ser explicitada em função dos parâmetros anteriormente definidos, resultando na equação 3.47.

$$1 = \cos(\pi \cdot F_r \cdot t_r) - \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\pi \cdot F_r \cdot t_r) \quad (3.47)$$

Como ao término da primeira etapa de operação a corrente no terminal central do transformador (i) é sempre nula, a relação expressa pela equação 3.47 deve ser sempre respeitada na escolha do ponto de operação. Esta equação pode ser resolvida através de algum método numérico e a primeira raiz encontrada define o ponto de operação do conversor.

3.3.4.2 - CORRENTE DE PICO NOS INTERRUPTORES

A corrente de pico parametrizada no terminal central do transformador, nos enrolamentos do primário do transformador, assim como nos interruptores, é determinada através da equação 3.49. A corrente de pico é encontrada na seguinte condição:

$$\cos(\omega_o \cdot t + \varphi) = -1 \quad (3.48)$$

Portanto, a corrente de pico parametrizada é determinada por:

$$\frac{I_{pk}}{I} = 1 + \frac{1}{\cos(\varphi)} \quad (3.49)$$

A partir das equações 3.29 e 3.47, define-se o ângulo φ .

$$\varphi = \text{atg}\left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right) \quad (3.50)$$

A variação da corrente de pico parametrizada em função de F_r e t_r é apresentada na figura 3.17.

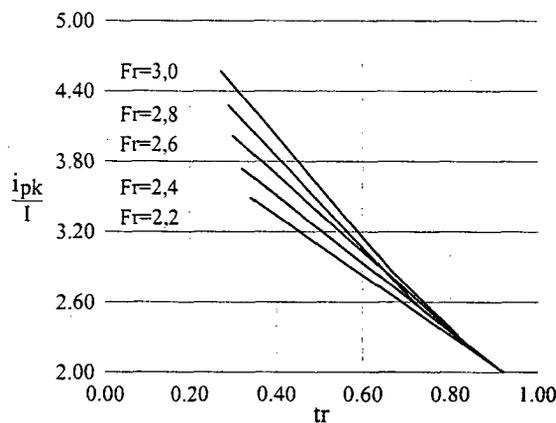


Fig. 3. 17- Corrente de pico parametrizada.

3.3.4.3 - PERDA DE CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES COMANDADOS

Considerando a utilização de MOSFET's como interruptor de potência, a perda de condução ($P_{s_{cond}}$) pode ser determinada pela equação 3.51.

$$P_{s_{cond}} = \frac{r_{ds_{on}}}{T} \cdot \int_0^{T_{on}} i(t)^2 \cdot dt \quad (3.51)$$

Substituindo a equação 3.28 e desenvolvendo a equação 3.51, resulta em:

$$\left(\frac{i_{RMS}}{I}\right)^2 \cdot r_{ds_{on}} = t_r + \frac{t_r}{2 \cdot \cos(\varphi)^2} + 3 \cdot (1 - t_r)^2 \quad (3.52)$$

A variação da perda de condução parametrizada em função de F_r e t_r é apresentada na figura 3.18.

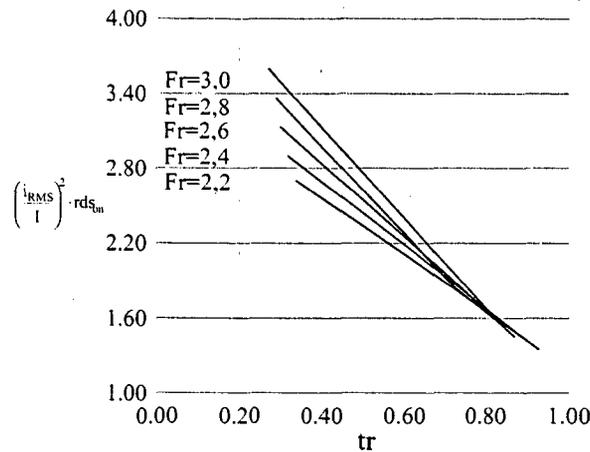


Fig. 3.18- Perda de condução parametrizada nos interruptores comandados.

3.3.4.4 - TENSÃO DE PICO NO CAPACITOR C_T .

A tensão de pico no capacitor C_T é obtida derivando e igualando a zero a equação 3.26.

$$\frac{dVC_T(t)}{dt} = 0 \quad (3.53)$$

Desenvolvendo a equação 3.53, resulta em:

$$t_{pk} = \frac{\text{atg}\left(\frac{2}{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}\right)}{\omega_o} \quad (3.54)$$

Substituindo o intervalo de tempo obtido pela equação 3.54 na equação 3.26 e aplicando a parametrização já definida, obtém-se a equação 3.55.

$$\frac{VC_{Tpk} - E}{I \cdot Z_n} = \sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \quad (3.55)$$

Onde:

$$\phi = \text{atg}\left(\frac{2}{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}\right) \quad (3.56)$$

A variação da tensão de pico parametrizada no capacitor C_T em função de F_r e t_r é apresentada na figura 3.19.

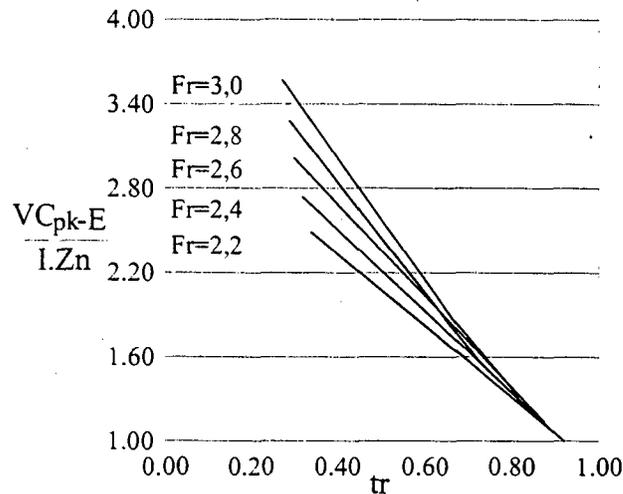


Fig. 3.19- Tensão de pico parametrizada no capacitor C_T .

3.3.4.5 - PERDA NO CAPACITOR C_T

A ondulação de tensão (ΔVC_T) no capacitor conectado ao ponto central do transformador (C_T) é aproximadamente senoidal e a perda neste capacitor pode ser calculada em função do fator de perda do capacitor ($\text{tg}\delta$).

A ondulação de tensão neste capacitor é definida por:

$$\frac{\Delta VC_T}{I.Z_n} = 2 \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi.F_r.(1-t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] \quad (3.57)$$

Onde:

$$\phi = \text{atg} \left(\frac{2}{\pi.F_r.(1-t_r)} \right) \quad (3.58)$$

A perda no capacitor C_T é determinada por:

$$P_{C_T} = \frac{\pi}{4} \cdot \Delta VC_T^2 \cdot F_s \cdot C_T \cdot \text{tg}\delta \quad (3.59)$$

Portanto, a perda parametrizada neste capacitor será:

$$\frac{P_{C_T}}{F_s \cdot C_T \cdot \text{tg}\delta \cdot (I.Z_n)^2} = \pi \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi.F_r.(1-t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right]^2 \quad (3.60)$$

A variação da perda parametrizada no capacitor C_T em função de F_r e t_r é apresentada na figura 3.20.

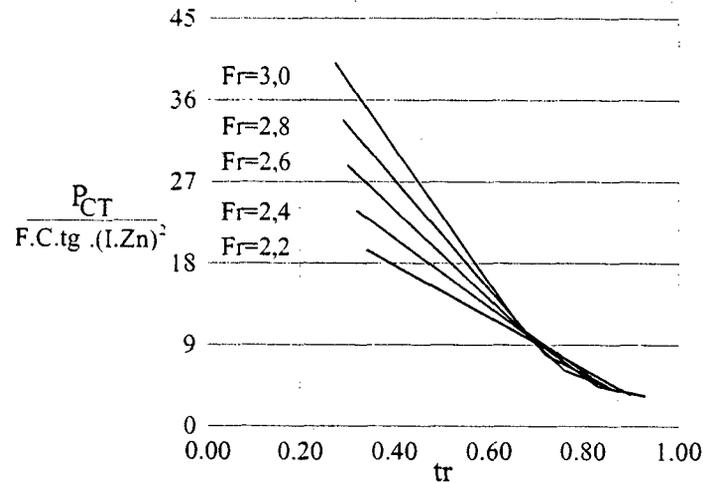


Fig. 3.20- Perda parametrizada no capacitor C_T .

3.3.4.6 - TENSÃO DE PICO NOS INTERRUPTORES

A tensão de pico nos interruptores é igual ao dobro da tensão de entrada, adicionada da ondulação de tensão do capacitor C_T .

$$V_{S_{pk}} = I.Z_n \left[\sin(\phi) + \frac{\pi.F_r.(1-t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] + 2.V_{in} \quad (3.61)$$

A variação da tensão de pico parametrizada no interruptor em função de F_r e t_r é similar a variação apresentada na figura 3.19.

3.3.4.7 - ONDULAÇÃO NA CORRENTE DE ENTRADA

Na operação idealizada do conversor, a corrente de entrada I é considerada constante, definida pela equação 3.20. Entretanto, em uma aplicação prática, esta corrente não é constante apresentando uma ondulação senoidal sobre o valor médio I , devido à tensão aplicada sobre o indutor de entrada.

A tensão aplicada sobre o indutor de entrada L_{in} é determinada por:

$$V_{L_{in}} = V_{CT} - V_{in} \quad (3.62)$$

Onde V_{CT} é a tensão no terminal central do transformador push-pull. O valor máximo da tensão V_{CT} é alcançado durante o período de condução dos interruptores, sendo que a equação 3.63 descreve a variação da tensão durante este intervalo.

$$V_{C_T}(t) = I.Z_n \sin(\omega_o.t) + (V_{C_T}(t_0) - V_{in}) \cdot \cos(\omega_o.t) + V_{in} \quad (3.63)$$

Onde:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_T}} \quad (3.64)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_T}} \quad (3.65)$$

$VC_T(t_0)$ – Condição inicial da tensão no capacitor C_T .

Portanto, a tensão aplicada sobre o indutor de entrada é definida por:

$$V_{L_{in}}(t) = I \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + (VC_T(t_0) - V_{in}) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (3.66)$$

Sendo a relação entre a tensão no indutor e a sua derivada de corrente descrita por:

$$V_{L_{in}} = L_{in} \cdot \frac{di_{L_{in}}}{dt} \quad (3.67)$$

A equação que descreve a ondulação de corrente no indutor de entrada é obtida integrando-se a equação acima.

$$i_{L_{in}}(t) = \int \frac{V_{L_{in}}}{L_{in}} \cdot dt \quad (3.68)$$

Substituindo a equação 3.66 na equação 3.68 e resolvendo a integral resulta em:

$$i_{L_{in}}(t) = \frac{I \cdot L_d \cdot \cos(\omega_o \cdot t)}{L_{in}} + \frac{(VC_T(t_0) - V_{in})}{\omega_o \cdot L_{in}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (3.69)$$

Considerando o seguinte parâmetro já desenvolvido anteriormente:

$$\frac{VC_T(t_0) - E}{I \cdot Z_n} = \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \quad (3.70)$$

Onde:

$$t_r = \frac{2 \cdot T_{on}}{T} \quad (3.71)$$

$$F_r = \frac{F_o}{F_s} \quad (3.72)$$

Substituindo a equação 3.70 na equação 3.69, obtêm-se:

$$i_{L_{in}}(t) = I \cdot \frac{L_d}{L_{in}} \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \right] \quad (3.73)$$

Portanto, conforme descreve a equação acima, a ondulação da corrente de entrada é diretamente proporcional a indutância de dispersão e inversamente proporcional ao valor da indutância de entrada.

O instante onde a ondulação de corrente alcança o seu valor máximo (t_{pk}) é obtido derivando a equação 3.73 e igualando a zero.

$$t_{pk} = \frac{\operatorname{atg}\left[\frac{\pi F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right]}{\omega_o} \quad (3.74)$$

Assim, o valor máximo da ondulação da corrente de entrada é definido substituindo-se a equação 3.74 na equação 3.73.

$$i_{Lin}(t_{pk}) = I \cdot \frac{L_d}{L_{in}} \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{pk}) \right] \quad (3.75)$$

O valor absoluto da ondulação da corrente de entrada (Δi_{Lin}) é definido por:

$$\Delta i_{Lin} = 2 \cdot i_{Lin}(t_{pk}) \quad (3.76)$$

Portanto, para uma determinada especificação de ondulação máxima da corrente de entrada (Δi_{Lin}), o valor da indutância de entrada pode ser definido por:

$$L_{in} = 2 \cdot I \cdot \frac{L_d}{\Delta i_{Lin}} \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{pk}) \right] \quad (3.77)$$

A ondulação da corrente de entrada pode ser parametrizada por:

$$\frac{\Delta i_{Lin}}{I} \cdot \frac{L_{in}}{L_d} = 2 \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{pk}) \right] \quad (3.78)$$

A figura 3.21 apresenta a ondulação da corrente de entrada parametrizada. Observe-se que esta ondulação não depende da frequência relativa F_r e é mínima para um tempo de condução relativo (t_r) próximo da unidade.

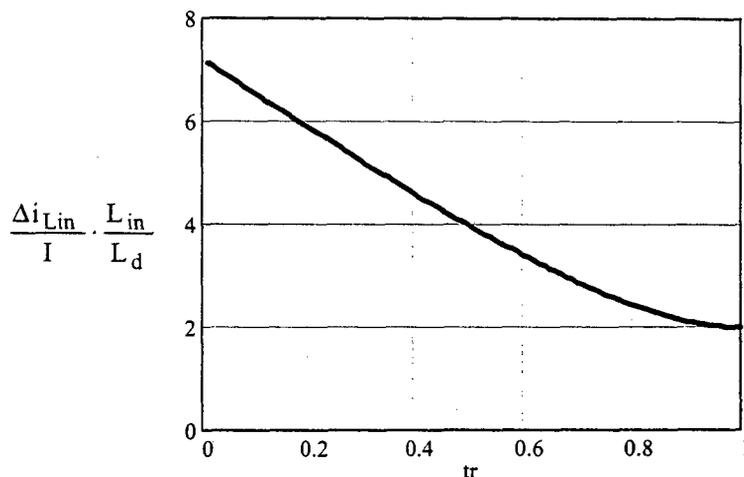


Fig. 3.21- Ondulação da corrente de entrada parametrizada

3.3.4.8 - ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

Para a análise da ondulação da tensão de saída, a fonte de tensão E , que representava a tensão de saída referida ao lado primário do transformador (figura 3.14), é substituída pelo capacitor de filtro C_o . Portanto, o circuito equivalente da primeira etapa de operação passa a ser representado pela figura 3.22.

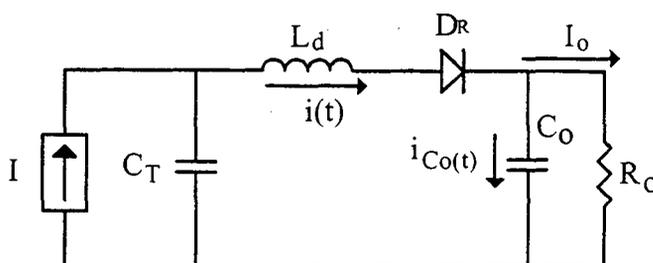


Fig. 3.22- Circuito equivalente da primeira etapa de operação

A evolução da corrente no capacitor de filtro é descrita por:

$$i_{Co}(t) = I_o \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (3.79)$$

Portanto, a variação da tensão de saída é definida por:

$$\Delta V_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \int i_{Co}(t) \cdot dt \quad (3.80)$$

A solução desta integral define a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \left[\frac{I_o \cdot \sin(\omega_o \cdot t)}{\omega_o} + \frac{VC_T(t_0) - E}{Z_n \cdot \omega_o} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right] \quad (3.81)$$

Ou de outra forma:

$$\frac{\Delta V_{Co}(t) \cdot C_o \cdot \omega_o}{I_o} = \sin(\omega_o \cdot t) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (3.82)$$

O instante em que a ondulação da tensão de saída atinge o seu valor de pico (t_{pk}) é calculado derivando a equação 3.81 e igualando a zero.

$$t_{pk} = \frac{\text{atg} \left(\frac{2}{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)} \right)}{\omega_o} \quad (3.83)$$

Portanto, a ondulação da tensão de saída pode ser definida pela equação 3.84.

$$\frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot \omega_o}{I_o} = 2 \cdot \left[\sin(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\omega_o \cdot t_{pk}) \right] \quad (3.84)$$

Esta expressão também pode ser representada por:

$$\frac{\Delta V_{Co} \cdot Co \cdot \omega_o}{I_o} = 2 \cdot \left[\frac{1}{\cos(\delta)} \right] \quad (3.85)$$

Onde:

$$\delta = \text{atg} \left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \right) \quad (3.86)$$

Portanto, pode-se expressar a ondulação da tensão de saída de forma parametrizada pela equação 3.87.

$$\overline{\Delta V_{Co}} = \frac{\Delta V_{Co} \cdot Co \cdot F_s}{I_o} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{F_r \cdot \cos(\delta)} \quad (3.87)$$

A variação da ondulação da tensão de saída parametrizada pode ser visualizada na figura 3.23. Observa-se que quanto maior for a frequência relativa F_r , ou seja, quanto menor o período de condução dos interruptores, maior será a ondulação da tensão de saída.

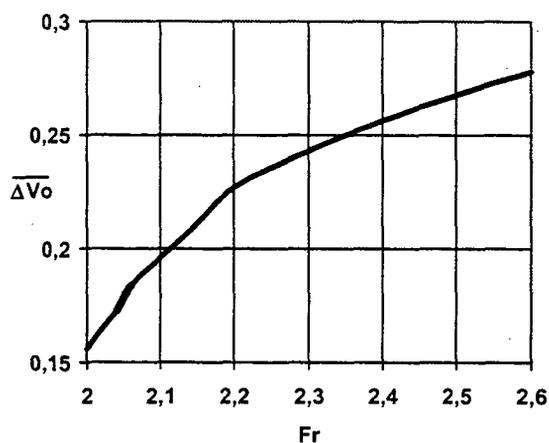


Fig. 3.23- Ondulação da tensão de saída parametrizada.

3.3.4.9 - CONCLUSÕES DA ANÁLISE DOS ESFORÇOS E PERDAS DO CONVERSOR

Todos os esforços do conversor push-pull ZVS/ZCS são minimizados para uma frequência relativa com valores próximos a $F_r=2$ e para um tempo de condução relativo com valor próximo a $t_r=1$.

Esta estrutura adapta-se melhor para aplicações com valores baixos de tensão de entrada, pois o esforço de tensão nos interruptores é igual ao dobro da tensão de entrada, adicionado da ondulação de tensão no capacitor conectado ao ponto central do transformador (C_T).

Todos os esforços de tensão são proporcionais à Z_n . Desta forma, a indutância de dispersão do transformador deve ser a menor possível, pois um incremento em L_d torna necessária a redução da capacitância C_T para manter constante a frequência de ressonância ω_0 , resultando em um incremento no valor de Z_n e nos esforços de tensão, como mostram as equações 3.25 e 3.65.

3.3.5 - Análise matemática da segunda etapa de operação.

O circuito equivalente apresentado na figura 3.24 representa o segundo e o quarto períodos de operação do conversor. A fonte de corrente I substitui a fonte de tensão V_{in} e o indutor de entrada L_{in} . Os indutores L_d e L_m representam a indutância de dispersão e a indutância de magnetização do transformador respectivamente. Os capacitores C_{P1} e C_{P2} são as capacitâncias dos enrolamentos referidas ao primário do transformador e C_{S1} e C_{S2} são as capacitâncias dos interruptores.

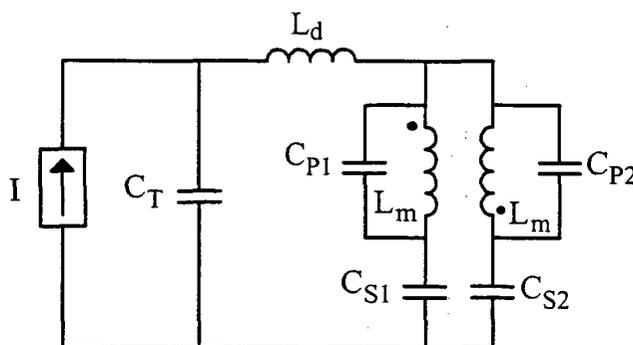


Fig. 3.24- Circuito equivalente da segunda e quarta etapas de operação.

Somente a energia armazenada na indutância de magnetização, no final da primeira ou da terceira etapa de operação, é que irá realizar as transições de tensão nas capacitâncias C_p e C_s .

Quando um dos interruptores de potência é bloqueado, a tensão neste interruptor irá crescer de forma ressonante, enquanto que a tensão no outro interruptor irá decrescer, até atingir um valor mínimo (V_{on}). A figura 3.25 apresenta a forma de onda típica da tensão no interruptor.

O fato de a entrada em condução do interruptor ocorrer com uma tensão diferente de zero implica em uma perda de comutação adicional (P_{com}), correspondente a energia armazenada em C_{S1} ou C_{S2} , calculada por:

$$P_{\text{com}} = \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot V_{\text{on}}^2 \cdot F_s \quad (3.88)$$

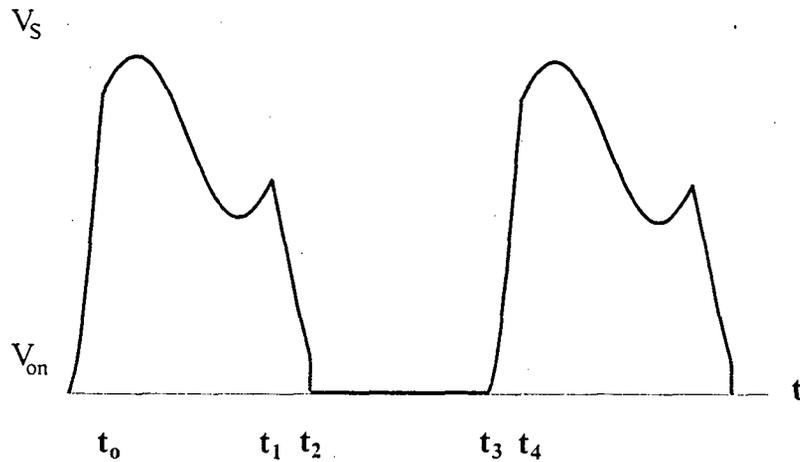


Fig.3. 25- Tensão no interruptor.

Entretanto, devido ao baixo valor da capacitância C_S (nF) e da tensão V_{on} , pode-se considerar as perdas de comutação desprezíveis mesmo para frequências de comutação na faixa de MHz (entrada em condução aproximadamente ZVS).

A tensão na entrada em condução do interruptor V_{on} pode ser calculada pela equação 3.89.

$$V_{\text{on}} = VC_T(t_0) - E \quad (3.89)$$

A partir da equação 3.39, obtêm-se:

$$V_{\text{on}} = VC_T(t_0) - E = \frac{I}{C_T} \cdot \frac{T_{\text{off}}}{2} \quad (3.90)$$

Aplicando a parametrização adotada, a tensão de bloqueio parametrizada é expressa por:

$$\frac{V_{\text{on}}}{I \cdot Z_n} = \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \quad (3.91)$$

A tensão V_{on} é dependente da corrente de carga e é nula para a operação a vazio. Esta tensão aumenta com o incremento da indutância de dispersão (L_d e Z_n).

O desenvolvimento da análise matemática da segunda etapa de operação, por simplificação, pode ser realizada considerando a operação do conversor a vazio, pois o processo de comutação é similar com relação a operação desde a vazio até a plena carga, diferenciando apenas pela ondulação de tensão presente no capacitor conectado ao ponto central do transformador C_T , que também é aplicada sobre os interruptores.

Desta forma, pode-se considerar a tensão no capacitor C_T constante e igual à tensão de entrada ($V_{C_T}=E=V_{in}$). Assim, o circuito equivalente da figura 3.24 pode ser simplificado pelo circuito apresentado na figura 3.26.

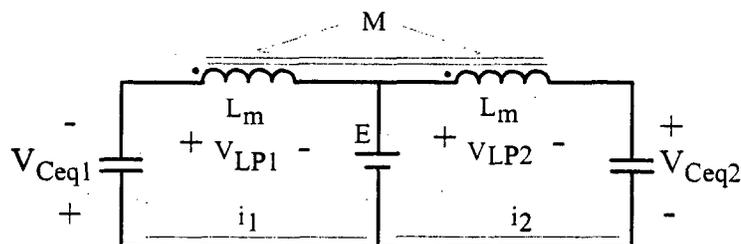


Fig. 3.26- Circuito equivalente da segunda etapa de operação na condição de operação sem carga.

Neste circuito pode-se desprezar a influência da indutância de dispersão e as capacitâncias dos interruptores e dos enrolamentos podem ser associadas em paralelo, resultando na capacitância equivalente C_{eq} ($C_{eq}=C_S+C_P$).

Seguindo a convenção das tensões e correntes apresentadas na figura 3.26, obtêm-se as equações 3.92 e 3.93.

$$V_{Ceq1} + V_{LP1} + E = 0 \quad (3.92)$$

$$-E + V_{LP2} + V_{Ceq2} = 0 \quad (3.93)$$

Onde:

$$V_{LP1} = L_m \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (3.94)$$

$$V_{LP2} = L_m \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.95)$$

Desprezando o efeito da indutância de dispersão, a indutância mútua do transformador pode ser considerada igual à indutância de magnetização ($L_m=M$), assim:

$$V_{LP1} = V_{LP2} = L_m \cdot \frac{d(i_1(t) + i_2(t))}{dt} \quad (3.96)$$

Obtém-se a equação 3.97 a partir das equações 3.92 e 3.93:

$$V_{Ceq1} + V_{LP1} + E = -E + V_{LP2} + V_{Ceq2} \quad (3.97)$$

Substituindo $V_{LP1}=V_{LP2}$ na equação 3.97, resulta na equação 3.98.

$$2 \cdot E = V_{Ceq2} - V_{Ceq1} \quad (3.98)$$

Entretanto:

$$V_{Ceq1} = \frac{1}{C_{eq1}} \cdot \int i_1(t) dt \quad (3.99)$$

$$V_{Ceq2} = \frac{1}{C_{eq2}} \cdot \int i_2(t) dt \quad (3.100)$$

Substituindo as equações 3.99 e 3.100 na equação 3.98, obtém-se:

$$2 \cdot E = \frac{1}{C_{eq2}} \cdot \int i_2(t) dt - \frac{1}{C_{eq1}} \cdot \int i_1(t) dt \quad (3.101)$$

Derivando a equação 3.101, a relação entre as correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ é obtida:

$$i_1(t) = i_2(t) \quad (3.102)$$

As correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ são iguais, portanto, a corrente através da fonte de tensão E é nula durante a comutação. Assim, o circuito equivalente do processo de comutação (Fig.3.24) pode ser representado pelo circuito da figura 3.27.

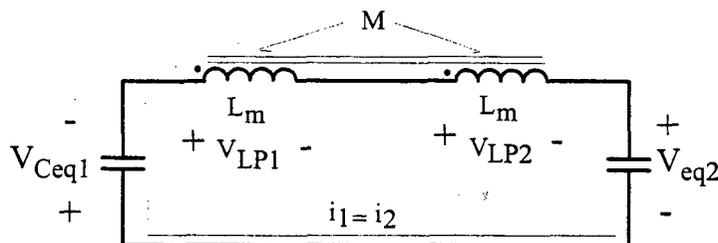


Fig. 3.27- Circuito equivalente do processo de comutação.

Do circuito da figura 3.27 obtém-se:

$$V_{Ceq1} + V_{LP1} + V_{LP2} + V_{Ceq2} = 0 \quad (3.103)$$

Substituindo as equações 3.96 e 3.102 na equação 3.103, obtém-se a equação 3.104.

$$V_{Ceq1} + V_{Ceq2} + 4 \cdot L_m \cdot \frac{di_1(t)}{dt} = 0 \quad (3.104)$$

A partir da equação 3.104, define-se o circuito da figura 3.28, que pode ser considerado o circuito equivalente mais simples que representa o processo de comutação no bloqueio dos interruptores.

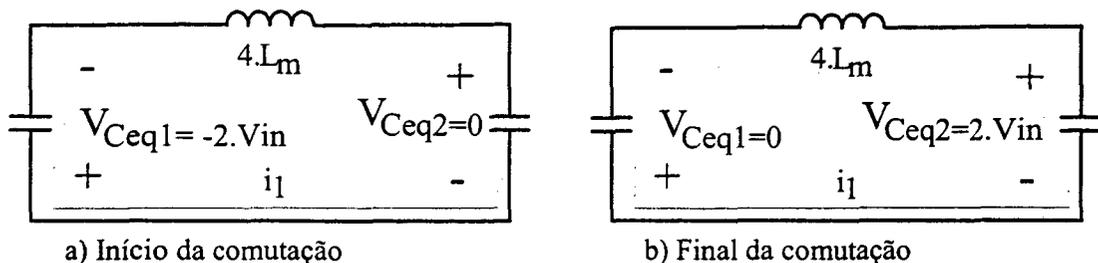


Fig. 3.28- Circuito equivalente simplificado do bloqueio dos interruptores.

A variação da corrente i_1 no circuito equivalente da figura 3.27 é descrita pela equação 3.105, obtida a partir da solução da equação diferencial 3.104.

$$i_1(t) = i_1(t_1) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) + \frac{2 \cdot V_{in}}{Z_{n2}} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t) \quad (3.105)$$

Onde:

$$\omega_{o2} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_m \cdot C_{eq}}} \quad (3.106)$$

e

$$Z_{n2} = \sqrt{\frac{8 \cdot L_m}{C_{eq}}} \quad (3.107)$$

A evolução da tensão na indutância equivalente ($4 \cdot L_m$) da figura 3.28 é obtida derivando a equação 3.105 e multiplicando esta pelo valor da indutância equivalente.

$$V_{L_{eq}}(t) = 2 \cdot V_{in} \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) - i_1(t_1) \cdot Z_{n2} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t) \quad (3.108)$$

Como mostrada na figura 3.28, a tensão na indutância equivalente é igual a ($2 \cdot V_{in}$) no começo da comutação e igual a ($-2 \cdot V_{in}$) no final do processo. Assim a comutação ZVS é assegurada se a equação 3.109 for respeitada.

$$-2 \cdot V_{in} = 2 \cdot V_{in} \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot T_{off}) - i_1(t_1) \cdot Z_{n2} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot T_{off}) \quad (3.109)$$

A corrente de magnetização ao final do primeiro estágio de operação (instante t_1) é definida pela equação 3.110.

$$i_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_m} \cdot T_{on} \quad (3.110)$$

A condição inicial da corrente no circuito da figura 3.28 é calculada por:

$$i_1(t_1) = \frac{i_m}{2} \quad (3.111)$$

Substituindo a equação 3.110 e a equação 3.111 na equação 3.109, obtêm-se:

$$-2 \cdot V_{in} = 2 \cdot V_{in} \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot T_{off}) - V_{in} \cdot \omega_{o2} \cdot T_{on} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot T_{off}) \quad (3.112)$$

Considerando os seguintes parâmetros:

$$F_s = \frac{1}{T} \quad (3.113)$$

$$T_{on} = \frac{T \cdot tr}{2} \quad (3.114)$$

$$T_{off} = \frac{T \cdot (1 - tr)}{2} \quad (3.115)$$

$$F_{r2} = \frac{F_{o2}}{F_s} = \frac{T}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L_m \cdot C_{eq}}} \quad (3.116)$$

Onde:

T- Período de comutação

F_s- Freqüência de comutação

tr- Tempo relativo de condução

F_{o2}- Freqüência de ressonância relativa ($\omega_{o2}/2\pi$)

F_{r2}- Freqüência relativa

Utilizando os parâmetros 3.113, 3.114, 3.115 e 3.116 na equação 3.112, a condição parametrizada para a obtenção da comutação suave é obtida.

$$0 = 2 \cdot \cos(\pi \cdot F_{r2} \cdot (1 - tr)) - \pi \cdot F_{r2} \cdot tr \cdot \sin(\pi \cdot F_{r2} \cdot (1 - tr)) + 2 \quad (3.117)$$

Portanto, com os valores da indutância de magnetização, capacitâncias intrínsecas e com a freqüência de comutação, pode-se resolver a equação 3.117 utilizando um método numérico, obtendo o tempo de condução (t_r e T_{on}) otimizado, onde se assegura a comutação suave nos interruptores.

Para que o conversor opere no ponto ótimo de operação, ou seja, apresente comutação suave com o menor esforço de corrente possível, as equações 3.47 e 3.117 devem ser respeitadas.

Lembrando que a equação 3.47 estabelece a condição para que a corrente no terminal central do transformador seja nula ao término do período de condução do interruptor e a equação 3.117 estabelece que a tensão no interruptor seja nula ao término do período em que os interruptores estão bloqueados.

Como as equações 3.47 e 3.117 não apresentam solução direta, para tornar mais prático a determinação do ponto de operação, estas equações foram resolvidas para diferentes pontos, obtendo como resultado o ábaco apresentado na figura 3.29. Observa-se neste gráfico que, para cada valor de tempo de condução relativo do interruptor (tr), define-se um valor para as freqüências relativas F_r e F_{r2} .

Para a determinação do ponto de operação, inicialmente calcula-se a freqüência de ressonância relativa F_{r2} . Para isto, como mostra a equação 3.116, deve-se conhecer o valor da indutância de magnetização, a capacitância intrínseca do circuito e a freqüência de comutação.

Com o cálculo de F_{r2} , pode-se obter os valores de t_r e F_r na figura 3.29, definindo o ponto de operação do conversor.

Caso o valor calculado de F_{r2} seja inferior a 1,1, ou seja, não intercepte a curva de F_{r2} , então a energia armazenada na indutância de magnetização não é suficiente para obter comutação suave no conversor. Neste caso, deve-se reduzir o valor da indutância de magnetização com a inserção de um entreferro no transformador, fazendo com que a corrente e a energia armazenada aumentem até alcançar a comutação suave. Pode-se também, com a variação de L_m , definir um ponto de operação com menores esforços, ou seja, operar com valores mais elevados de t_r .

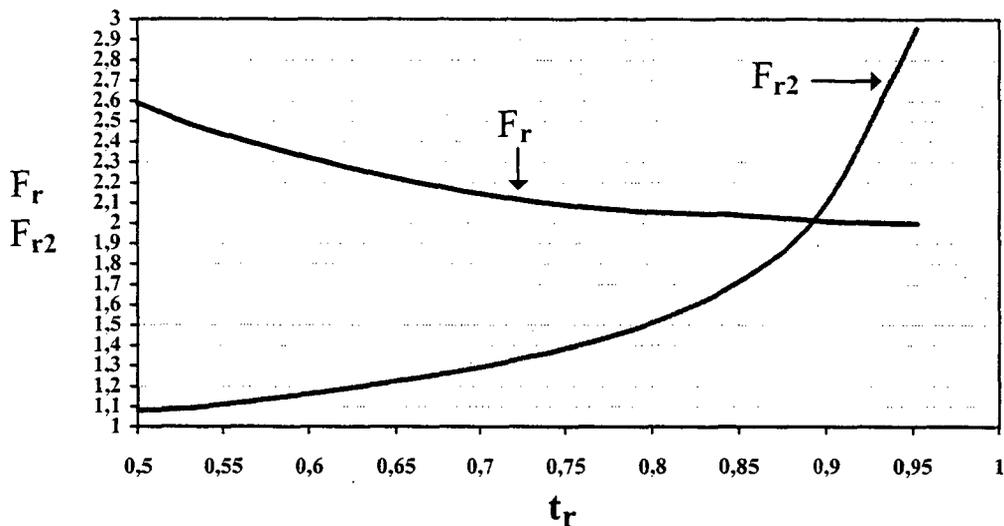


Fig. 3.29- Ábaco para a definição do ponto ótimo de operação do conversor.

3.3.6 - Metodologia e exemplo de projeto do conversor isolado

Para a comprovação da análise teórica desenvolvida e verificação das características de funcionamento da topologia estudada, é desenvolvida uma metodologia de projeto direcionada para a otimização do funcionamento do conversor, que possibilitará a posterior implementação e ensaio experimental da estrutura. Obtêm-se desta forma o embasamento teórico e experimental para as conclusões a respeito do desempenho desta estrutura com relação à aplicação em questão.

3.3.6.1 - ESPECIFICAÇÕES

Nas especificações adotadas para o projeto do conversor, considera-se a utilização de uma válvula TWT de 150W de potência, composta por quatro coletores e dois anodos.

As principais especificações adotadas são apresentadas a seguir:

Tensão mínima de alimentação do satélite:	$V_{CCmin}=26V$
Tensão máxima de alimentação do satélite:	$V_{CCmax}=44V$
Tensão de entrada do conversor isolado:	$V_{in}=50V$
Potência de saída do conversor:	$P_o=150W$
Rendimento mínimo do sistema completo:	$\eta_T=92\%$
Rendimento mínimo do conversor isolado:	$\eta=95\%$

Tensões de saída:

Catodo-Coletor 4:	$V_{C4-CTH} = -500V$
Catodo-Coletor 3:	$V_{C3-CTH} = -1200V$
Catodo-Coletor 2:	$V_{C2-CTH} = -1750V$
Catodo-Coletor 1:	$V_{C1-CTH} = -2050V$
Catodo-Anodo 0:	$V_{AO-CTH} = -2800V$
Helix-Anodo 1:	$V_{Hlx-A1}=100V$
Catodo-Helix:	$V_{Hlx-CTH} = -3200V$

Ondulação máxima das tensões de saída:

Coletor 4:	$\Delta V_{C4} = 2V$
Coletor 3:	$\Delta V_{C3} = 2V$
Coletor 2:	$\Delta V_{C2} = 2V$
Coletor 1:	$\Delta V_{C1} = 2V$
Anodo 0:	$\Delta V_{AO} = 2V$
Anodo 1:	$\Delta V_{A1} = 2V$
Helix:	$\Delta V_{Hlx} = 1V$

Correntes de saída:

Coletor 4	$I_{C4}=5mA$
Coletor 3	$I_{C3}=16mA$
Coletor 2	$I_{C2}=30mA$
Coletor 1	$I_{C1}=30mA$
Anodo 0	$I_{A0}=50\mu A$
Helix	$I_{Hlx}=5mA$
Anodo 1	$I_{A1}=100\mu A$

Adotou-se uma frequência de comutação de $F_s=80kHz$.

Para os ensaios e testes realizados nos conversores isolados, utiliza-se um conjunto de resistores conectados conforme a configuração recomendada pelo fabricante do TWT. Todos os resistores têm o catodo como ponto comum. Desta forma, as correntes dos retificadores de cada saída somam-se de forma que no retificador do coletor 4, circulam as correntes de todas as saídas.

A conexão típica dos resistores para o teste do conversor isolado, os valores das resistências, e as tensões e correntes nominais de cada saída são apresentadas na figura 3.30.

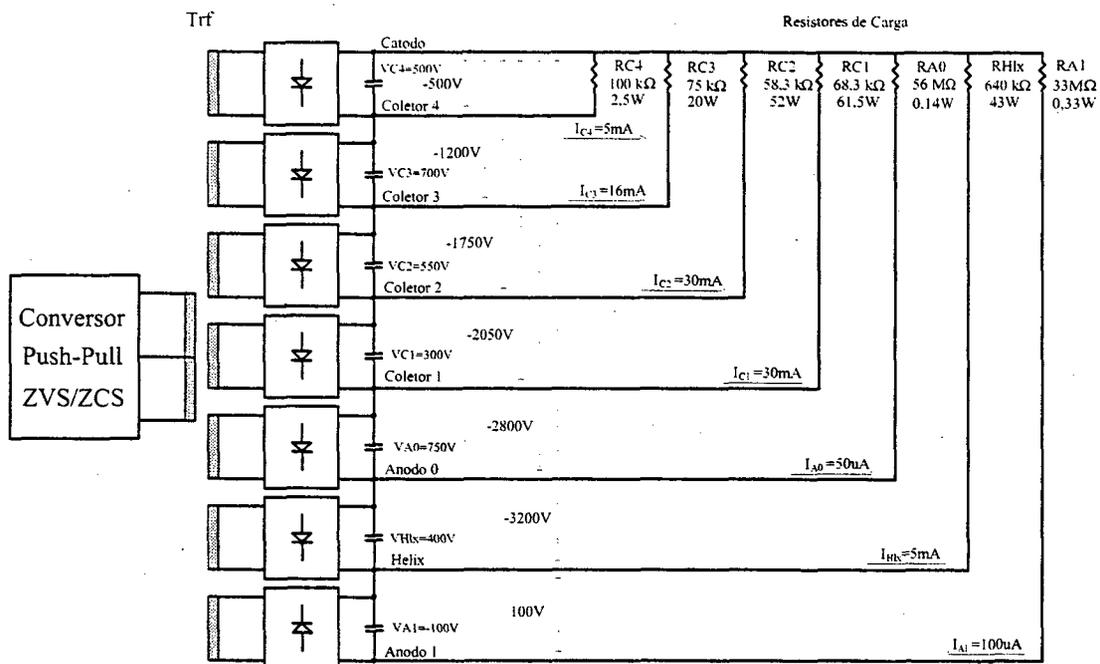


Fig. 3.30- Conexão dos resistores de carga para o teste do conversor isolado.

3.3.6.2 - PONTO DE OPERAÇÃO

Com a definição do ponto de operação, pode-se calcular todos os esforços e as perdas do conversor.

Conforme já mencionado anteriormente, para a definição do ponto de operação deve-se conhecer os elementos intrínsecos do circuito.

Os parâmetros do transformador obtidos experimentalmente são:

Indutância de magnetização sem entreferro: $L_m = 270 \mu\text{H}$

Indutância de dispersão referida ao primário: $L_{d1} = L_{d2} = 1,3 \mu\text{H}$

Capacitância equivalente do transformador: $C_{P1} = C_{P2} = 8,75 \text{ nF}$

Considerou-se uma capacitância de saída total de 1nF para os MOSFET's utilizados, associada em paralelo com capacitores de comutação.

Portanto, a capacitância equivalente total do circuito será:

$$C_{eq} = C_{S1} + C_{P1} = 9,75nF$$

Com o valor original da indutância de magnetização e com o valor da capacitância equivalente do circuito calculada, não seria obtida a comutação suave nos interruptores do conversor isolado ($F_{r2} < 1,1$).

Portanto, a indutância de magnetização do transformador foi reduzida para 85μH, inserindo-se um pequeno entreferro no transformador, de forma a obter energia suficiente para a realização da comutação suave nos interruptores e permitir a operação do conversor em um ponto com esforços de corrente mais reduzidos.

Desta forma obteve-se:

$$L_m = 85\mu H$$

$$F_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L_m \cdot C_{eq}}} \cdot \frac{1}{F_s} = 1,5453$$

Com o valor de F_{r2} calculado, define-se através do ábaco da figura 3.31 o tempo relativo de condução dos interruptores:

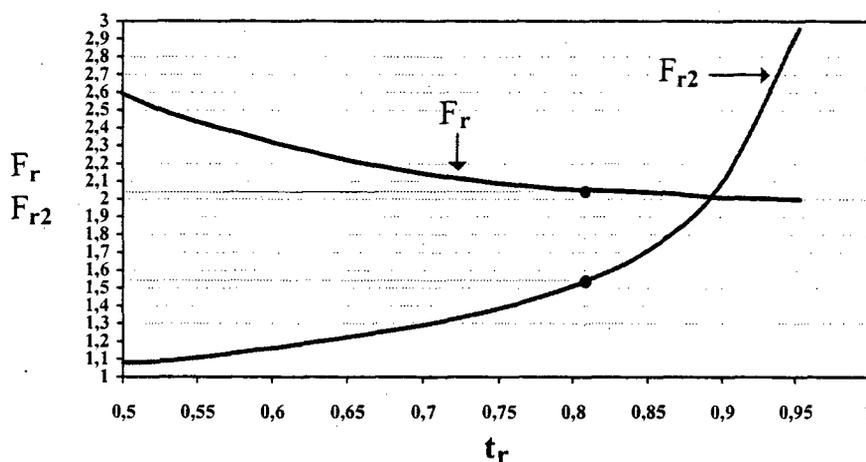


Fig. 3.31- Ábaco para a definição do ponto ótimo de operação do conversor.

Desta forma, para $F_{r2} = 1,5453$ obtêm-se:

$$t_r = 0,81$$

O tempo de condução e bloqueio dos interruptores é calculado pela equação 3.44 e 3.45.

$$T_{\text{on}} = \frac{t_r}{2 \cdot F_s} = 5\mu\text{s}$$

$$T_{\text{off}} = \frac{T}{2} - T_{\text{on}} = 1,25\mu\text{s}$$

Estando definido o tempo relativo de condução dos interruptores (t_r), determina-se a frequência de ressonância relativa pela interseção no gráfico de F_r com o ponto t_r definido.

$$F_r = 2,05$$

Portanto, a frequência de ressonância do conversor será:

$$F_o = F_s \cdot F_r = 164\text{kHz}$$

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot F_o$$

3.3.6.3 - CAPACITÂNCIA CONECTADA AO PONTO CENTRAL DO TRANSFORMADOR (C_T)

Conhecendo-se a indutância de dispersão do transformador e com a frequência de ressonância definida anteriormente, pode-se calcular o capacitor C_T utilizando a equação 3.23.

$$C_T = \frac{1}{L_d \cdot \omega_o^2} = 724\text{nF}$$

3.3.6.4 - CORRENTE DE PICO NOS INTERRUPTORES E NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR

A corrente média de entrada é definida por:

$$I = \frac{P_o}{V_{\text{in}} \cdot \eta} = 3,158\text{A}$$

A corrente de pico é calculada pelas equações 3.49 e 3.50.

$$\varphi = \text{atg}\left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right) = 0,549$$

$$I_{\text{pk}} = I \cdot \left[1 + \frac{1}{\cos(\varphi)}\right] = 6,86\text{A}$$

3.3.6.5 - CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES E NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR

A corrente conduzida pelos interruptores pode ser considerada como um semi-ciclo de uma senoide, sendo que o valor eficaz desta forma de onda pode ser calculado geometricamente pela equação abaixo:

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{I_{pk} \cdot t_r}{4}} = 3,09A$$

3.3.6.6 - INDUTOR DE ENTRADA

Considerando uma ondulação de corrente igual a 5% da corrente de entrada nominal, o valor da indutância de entrada pode ser determinado utilizando-se as equações 3.74 e 3.77.

$$\Delta i_{L_{in}} = 0,05 \cdot I = 0,158A$$

$$t_{pk} = \frac{\text{atg}\left[\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right]}{\omega_o} = 0,533\mu s$$

$$L_{in} = 2 \cdot I \cdot \frac{L_d}{\Delta i_{L_{in}}} \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{pk}) \right] = 60\mu H$$

Ou de outra forma:

$$\phi = \text{atg}\left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right) = 0,549$$

$$L_{in} = 2 \cdot I \cdot \frac{L_d}{\Delta i_{L_{in}}} \cdot \left[\frac{1}{\cos(\phi)} \right] = 60\mu H$$

3.3.6.7 - TENSÃO DE PICO E ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR C_T

A tensão de pico no capacitor C_T pode ser calculada com as equações 3.55 e 3.56.

$$\phi = \text{atg}\left(\frac{2}{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}\right) = 1,0217$$

$$V_{C_{Tpk}} = I \cdot Z_n \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] + V_{in} = 54,96V$$

Esta mesma expressão pode ser simplificada por:

$$V_{C_{Tpk}} = \frac{I \cdot Z_n}{\cos(\phi)} + V_{in} = 54,96V$$

A ondulação de tensão é calculada por:

$$\Delta V_{C_T} = 2 \cdot I \cdot Z_n \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] = 9,92V$$

Ou de forma simplificada por:

$$\Delta VC_T = 2 \cdot \frac{I \cdot Z_n}{\cos(\phi)} = 9,92V$$

3.3.6.8 - TENSÃO DE PICO NOS INTERRUPTORES

A tensão de pico nos interruptores é igual a duas vezes a tensão de entrada, adicionada da ondulação de tensão no capacitor C_T , como descreve a equação 3.61.

$$VS_{pk} = I \cdot Z_n \left[\sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] + 2 \cdot V_{in} = 105V$$

Ou de outra forma:

$$VS_{pk} = \frac{I \cdot Z_n}{\cos(\phi)} + 2 \cdot V_{in} = 105V$$

3.3.6.9 - TENSÃO NA ENTRADA EM CONDUÇÃO DOS INTERRUPTORES (V_{on})

A tensão existente sobre o interruptor na sua entrada em condução é calculada pela equação 3.91.

$$V_{on} = \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r) \cdot I \cdot Z_n}{2} = 2,6V$$

3.3.6.10 - CÁLCULO DOS CAPACITORES DE FILTRO

Com as especificações de ondulação de tensão e corrente nominal em cada saída, pode-se calcular os respectivos capacitores de filtro.

Devido à configuração da conexão dos resistores de carga, as correntes de cada saída somam-se. Portanto, para calcular os capacitores de filtro, deve-se determinar a corrente nominal de cada saída.

Observando a figura, 3.30 verifica-se que a corrente média que circula pelo retificador do anodo A_{o1} , é a própria corrente da carga R_{A1} .

Portanto a corrente total do retificador do anodo 1 (I_{TA1}) será:

$$I_{TA1} = I_{A1} = 100\mu A$$

As correntes nos outros retificadores vão somando-se de forma seqüencial.

$$I_{THx} = I_{Hix} + I_{TA1} = 5mA + 100\mu A = 5,1mA$$

$$I_{TA0} = I_{A0} + I_{THx} = 50\mu A + 5,1mA = 5,15mA$$

$$I_{TC1} = I_{C1} + I_{TA0} = 30mA + 5,15mA = 35,15mA$$

$$I_{TC2} = I_{C2} + I_{TC1} = 30mA + 35,15mA = 65,15mA$$

$$I_{TC3} = I_{C3} + I_{TC2} = 16\text{mA} + 65,15\text{mA} = 81,15\text{mA}$$

$$I_{TC4} = I_{C4} + I_{TC3} = 5\text{mA} + 81,15\text{mA} = 86,15\text{mA}$$

Utilizando as equações 3.85 e 3.86, pode-se calcular os capacitores de filtro.

$$\frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot \omega_o}{I_o} = 2 \cdot \left[\frac{1}{\cos(\delta)} \right]$$

$$\delta = \text{atg} \left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \right)$$

Isolando-se a capacitância do filtro na equação 3.85, tem-se:

$$C_o = \frac{2 \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)}$$

Substituindo-se os respectivos valores, calcula-se a capacitância de cada saída.

$$\delta = \text{a tan g} \left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \right) = 0,5491$$

$$C_{C4} = \frac{2 \cdot I_{TC4}}{\Delta V_{C4} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 98\text{nF}$$

$$C_{C3} = \frac{2 \cdot I_{TC3}}{\Delta V_{C3} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 93\text{nF}$$

$$C_{C2} = \frac{2 \cdot I_{TC2}}{\Delta V_{C2} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 75\text{nF}$$

$$C_{C1} = \frac{2 \cdot I_{TC1}}{\Delta V_{C1} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 40\text{nF}$$

$$C_{CAo} = \frac{2 \cdot I_{TCAo}}{\Delta V_{CAo} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 6\text{nF}$$

$$C_{CA1} = \frac{2 \cdot I_{TCA1}}{\Delta V_{CA1} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 0,1\text{nF}$$

$$C_{CHlx} = \frac{2 \cdot I_{TCHlx}}{\Delta V_{CHlx} \cdot \omega_o \cdot \cos(\delta)} = 12\text{nF}$$

Na implementação prática deve-se utilizar os valores comerciais com capacitância igual ou superior as calculadas para garantir uma ondulação de tensão igual ou menor a especificada.

3.3.6.11 - PROJETO DO TRANSFORMADOR

O projeto do transformador foi realizado seguindo o procedimento descrito no capítulo 2, sendo as especificações obtidas apresentadas a seguir.

Temperatura ambiente:	$T_a=40^\circ\text{C}$
Elevação de temperatura:	$\Delta t=50^\circ\text{C}$
Frequência de operação	$F_s=80\text{kHz}$
Potência nominal:	$P_o=150\text{W}$
Perda total:	$P_i=3\text{W}$
Núcleo utilizado:	ETD39 – IP12-Thornton
Resistência térmica do núcleo:	$R_{TH}=17^\circ\text{C/W}$
Densidade de fluxo:	$B=0,1\text{T}$
Densidade de corrente:	$J=350\text{A/cm}^2$
Número de espiras do primário:	9 espiras
Condutores em paralelo no primário:	3 condutores Litz (40x37AWG)
Número de espiras no secundário do coletor 4:	90 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 3:	126 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 2:	99 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 1:	54 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do anodo 0:	135 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do Helix:	72 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do anodo1:	18 espiras 29AWG

3.3.7 - Estimativa teórica do rendimento do conversor isolado

O rendimento teórico do conversor operando com potência nominal pode ser calculado através da relação abaixo:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{S_{\text{cond}}} + P_{\text{com}} + P_{\text{trf}} + P_{\text{DR}}} \cdot 100\%$$

Onde:

P_o – Potência nominal de saída

$P_{S_{\text{cond}}}$ – Perda de condução no interruptor de potência

P_{com} – Perda de comutação no interruptor de potência

P_{trf} – Perda total no transformador

P_{DR} – Perda nos diodos retificadores

Pode-se fazer uma estimativa destas perdas com base nos esforços de tensão e corrente calculados:

3.3.7.1 - PERDA DE CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES

Considerando a utilização do MOSFET APT20M22LVR com uma resistência de condução de $R_{ds_{on}}=0,033\Omega$ a 80°C , a perda de condução nos interruptores será:

$$P_{s_{cond}} = R_{ds_{on}} \cdot I_{s_{RMS}}^2 = 2 \cdot 0,033 \cdot 3,09^2 = 0,63\text{W}$$

3.3.7.2 - PERDA DE COMUTAÇÃO NOS INTERRUPTORES

As perdas de comutação que ocorrem na entrada em condução, devido ao fato de que a tensão no interruptor não é totalmente nula, pode ser calculada pela equação 3.88.

$$P_{com} = \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot V_{on}^2 \cdot F_s = 0,268\text{mW}$$

Como a indutância de dispersão é de baixo valor, a tensão V_{on} também é reduzida, podendo-se desprezar as perdas na comutação dos interruptores.

3.3.7.3 - PERDA TOTAL NO TRANSFORMADOR

Conforme apresentado no capítulo 2, considerou-se uma perda total máxima de 3W no projeto do transformador, em função da máxima elevação de temperatura adotada no projeto e da resistência térmica do núcleo utilizado. Portanto, este valor máximo de perda no transformador foi utilizado no cálculo do rendimento.

$$P_{trf}=3\text{W}$$

3.3.7.4 - DIODOS RETIFICADORES

A corrente média dos diodos retificadores é igual a metade da corrente média de cada respectiva saída. Portanto, tem-se:

$$I_{DRC4} = \frac{I_{TC4}}{2} = 43\text{mA}$$

$$I_{DRC3} = \frac{I_{TC3}}{2} = 40,575\text{mA}$$

$$I_{DRC2} = \frac{I_{TC2}}{2} = 32,575\text{mA}$$

$$I_{DRC1} = \frac{I_{TC1}}{2} = 17,575\text{mA}$$

$$I_{DRCA0} = \frac{I_{TCA0}}{2} = 2,575\text{mA}$$

$$I_{DRCHIX} = \frac{I_{TCHIX}}{2} = 2,55\text{mA}$$

Considerando-se uma queda de tensão de 1,3V em cada diodo, a perda de condução total nos diodos retificadores é igual a:

$$P_{DR} = (I_{DRC4} + I_{DRC3} + I_{DRC2} + I_{DRC1} + I_{DRCA0} + I_{DRCHIX}) \cdot 4 \cdot 1,3 = 0,7224\text{W}$$

3.3.7.5 - ESTIMATIVA TEÓRICA DO RENDIMENTO.

A estimativa do rendimento teórico do conversor isolado operando com potência nominal é igual a:

$$\eta = \frac{150}{150 + 0,63 + 0,268 \cdot 10^{-3} + 3 + 0,7224} \cdot 100 = 97,18\%$$

Considerando-se que o rendimento teórico obtido do estágio pré-regulador é igual a 96,74% e o rendimento do estágio isolado é igual a 97,18%, o rendimento total da estrutura de dois estágios operando com potência nominal e com a mínima tensão de entrada (26V) é definido por:

$$\eta_T = \eta_B \cdot \eta_I = 0,9674 \cdot 97,18 = 0,94$$

Onde:

η_B – Rendimento do conversor boost operando com a mínima tensão de entrada

η_I – Rendimento do conversor isolado

Portanto, o rendimento total da estrutura de dois estágios deve ser próximo de 94%.

3.3.8 - Resultados de simulação

Realizou-se a simulação do circuito apresentado na figura 3.32, adotando as especificações e parâmetros utilizados ou obtidos no procedimento de projeto, permitindo a comparação entre os valores teóricos e os valores simulados.

Devido aos problemas de convergência ocorridos no programa de simulação, resultantes do elevado número de diodos retificadores utilizados nas sete saídas do conversor, optou-se por simular a estrutura apenas com um retificador com quatro diodos. Isto não altera a qualidade dos resultados, pois é mantido o modelo equivalente do transformador de alta tensão obtido experimentalmente. Portanto, mantendo-se o modelo equivalente do transformador e a potência de saída nominal, o número de saídas e o nível

da tensão de saída não apresentam influência no funcionamento do conversor em simulação. Entretanto, na implementação prática, utilizou-se todas as saídas com tensão nominal conforme especificado anteriormente.

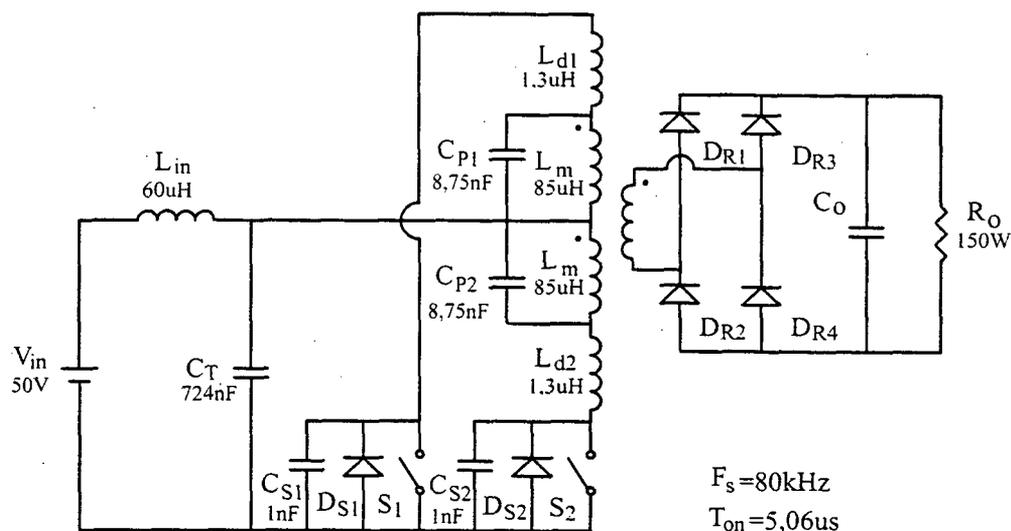


Fig. 3.32- Circuito do conversor Push-Pull ZVS/ZCS simulado.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda resultantes da simulação do circuito da figura 3.32.

A comutação no interruptor S_1 é apresentada na figura 3.33. A entrada em condução do interruptor ocorre com corrente nula e com tensão próxima de zero (3,4V), resultando em uma comutação suave do tipo ZVS/ZCS. No bloqueio, a corrente não é nula devido a corrente de magnetização do transformador, entretanto a derivada da subida da tensão no interruptor é limitada pela capacitância conectada em paralelo com a mesma, resultando em uma comutação suave ZVS.

Observa-se que o tempo de condução do interruptor poderia ser levemente inferior ao calculado e utilizado na simulação, resultando em uma corrente no instante do bloqueio do interruptor igual a metade da obtida na simulação.

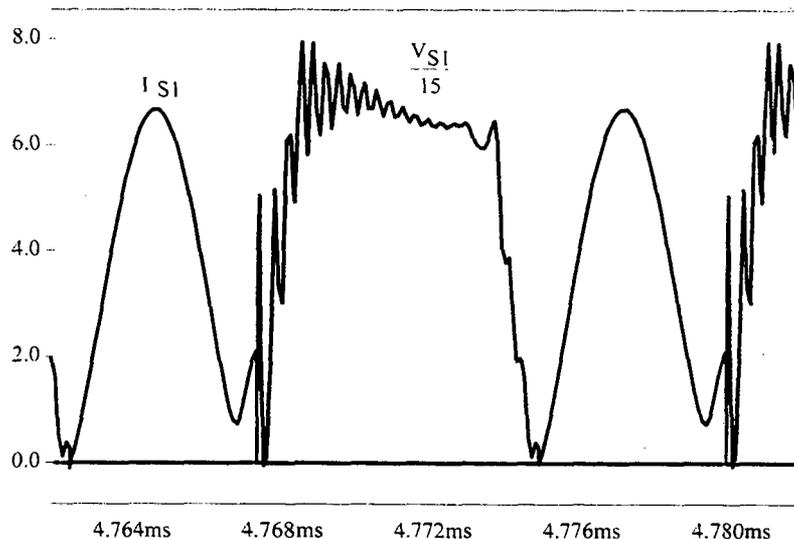


Fig. 3.33- Comutação no interruptor S_1 .

A corrente de pico no interruptor é igual a 6,67A e a tensão de pico é igual a 115V. A tensão no interruptor é levemente superior ao valor calculado (105V), devido as oscilações de tensão resultantes da ressonância entre a indutância de dispersão e as capacitâncias parasitas do circuito.

A figura 3.34 apresenta a tensão e corrente em um diodo retificador. Não ocorrem problemas de recuperação reversa e perdas de comutação nos diodos retificadores.

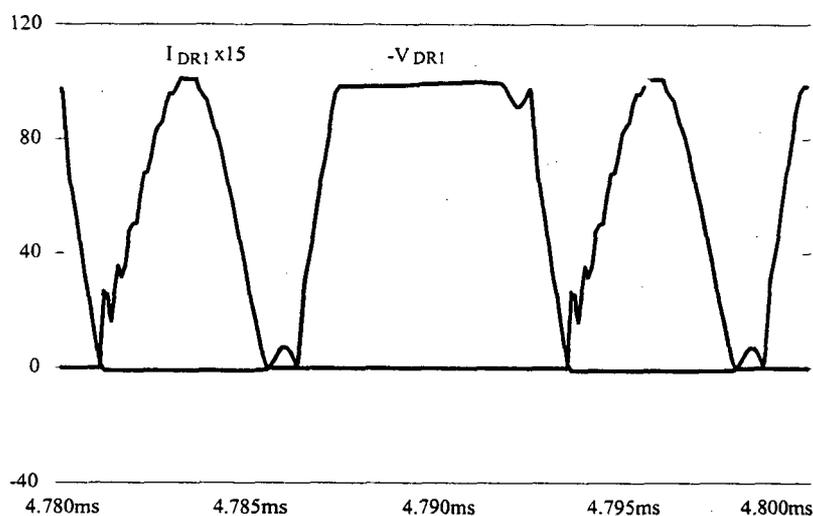


Fig. 3.34- Corrente e tensão no diodo retificador.

A tensão no capacitor conectado ao ponto central do transformador é apresentada na figura 3.35. A tensão máxima neste capacitor é igual a 55V e a ondulação de tensão igual a 9,7V, sendo estes valores próximos aos previstos no procedimento de projeto.

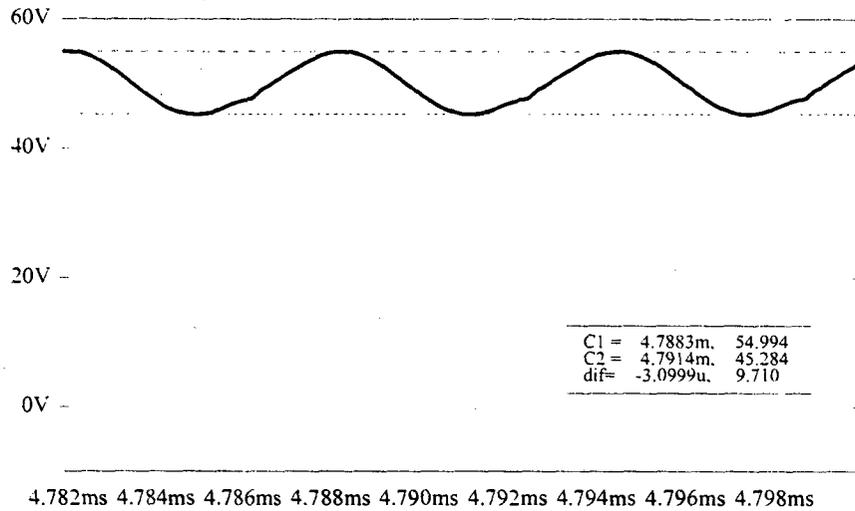


Fig. 3.35- Tensão no capacitor C_7 .

Observa-se na forma de onda da figura 3.36 que as transições de tensão no enrolamento primário do transformador ocorrem de forma ressonante, evitando a dissipação da energia armazenada na capacitância intrínseca dos enrolamentos do transformador.

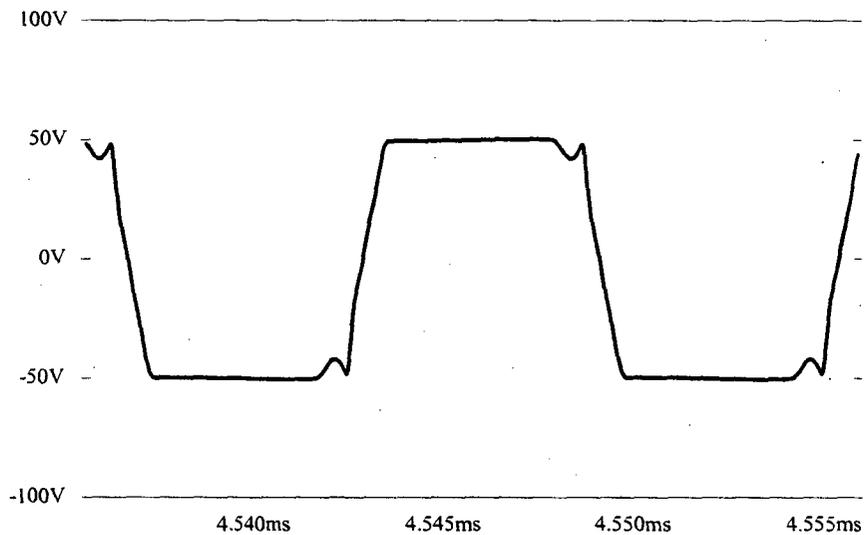


Fig. 3.36- Tensão no enrolamento primário do transformador.

A corrente de entrada é contínua e a ondulação de corrente apresentada (0,148A) é próxima ao valor previsto no procedimento de projeto (0,158A).

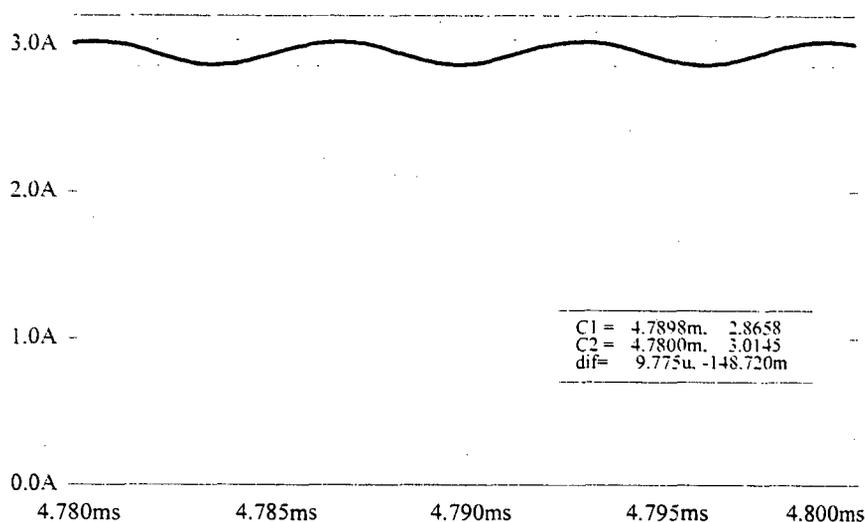


Fig. 3.37- Corrente no indutor de entrada.

3.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA DE DOIS ESTÁGIOS

A implementação da topologia de dois estágios seguiu as especificações e parâmetros obtidos no procedimento de projeto do pré-regulador (3.2.2) e do conversor isolado (3.3.5) apresentados anteriormente. Os resultados experimentais do pré-regulador já foram discutidos anteriormente (3.2.3), sendo agora enfatizados os resultados do conversor isolado operando em conjunto com o circuito pré-regulador, além de ser avaliado o rendimento global da estrutura de dois estágios.

O circuito implementado da estrutura de dois estágios é apresentado na figura 3.38, sendo que os componentes utilizados na implementação estão descritos na tabela 3.1.

O capacitor conectado ao ponto central do transformador é composto por três capacitores em paralelo, resultando em uma capacitância total de 766nF. Entretanto, a diferença de 42nF entre o valor da capacitância utilizada na prática e o valor teórico, que ocorreu devido aos valores comerciais disponíveis, não altera significativamente os resultados obtidos, pois ocorre apenas um pequeno deslocamento no ponto de operação do conversor.

Os resistores de carga foram montados em uma placa em separado do circuito de potência do conversor, sendo que as conexões entre os circuitos são realizadas através de cabos com alta capacidade de isolamento.

Quant.	Referência	Descrição	Especificação
01	S1	MOSFET	IRFP140
02	S2, S3	MOSFET	APT20M22LVR
01	D1	Diodo Schottky	8TQ100
28	Dr1 até Dr28	Diodo ultra-fast	Mur1100
01	L1	Indutor de filtro	Núcleo - 30/14 - IP12-Thornton L1 = 128 μ H Lg/2=0,037 25 espiras - 11x25AWG
01	L2	Indutor de filtro	Núcleo - 30/7 - IP12-Thornton L2 = 60 μ H Lg/2=0,06cm 10 espiras - 9x25AWG
01	C1	Capacitor eletrolítico	220 μ F/63V
03	CT	Capacitor de polipropileno	560nF+100nF+100nF/250V
01	C4	Capacitor de polipropileno	100nF/630V
01	C3	Capacitor de polipropileno	100nF/1,2kV
01	C2	Capacitor de polipropileno	100nF/1,2kV
01	C1	Capacitor de polipropileno	47nF/630V
01	CA0	Capacitor de polipropileno	33nF/1,2kV
01	CHlx	Capacitor de polipropileno	33nF/630V
01	CA1	Capacitor de polipropileno	33nF/630V
01	---	Transformador de alta tensão	Núcleo - ETD39 - IP12- Thornton LP1-9 espiras-3xLitz (40x37AWG) LP2-9 espiras-3xLitz (40x37AWG) LC4-90 espiras 29AWG LC3-126 espiras 29AWG LC2-99 espiras 29AWG LC1-54 espiras 29AWG LA0-135 espiras 29AWG LHlx-72 espiras 29AWG LA1-18 espiras 29AWG

Tabela 3.1- Descrição dos componentes utilizados na implementação.

As principais formas de onda obtidas do protótipo operando com potência nominal são apresentadas a seguir.

A figura 3.39 apresenta a corrente e a tensão no interruptor S_2 . Observa-se que as comutações são suaves e as oscilações de tensão são menores do que as apresentadas na simulação. A corrente de pico do interruptor é igual a 6,5A e a máxima tensão sobre o interruptor é 112,5V.

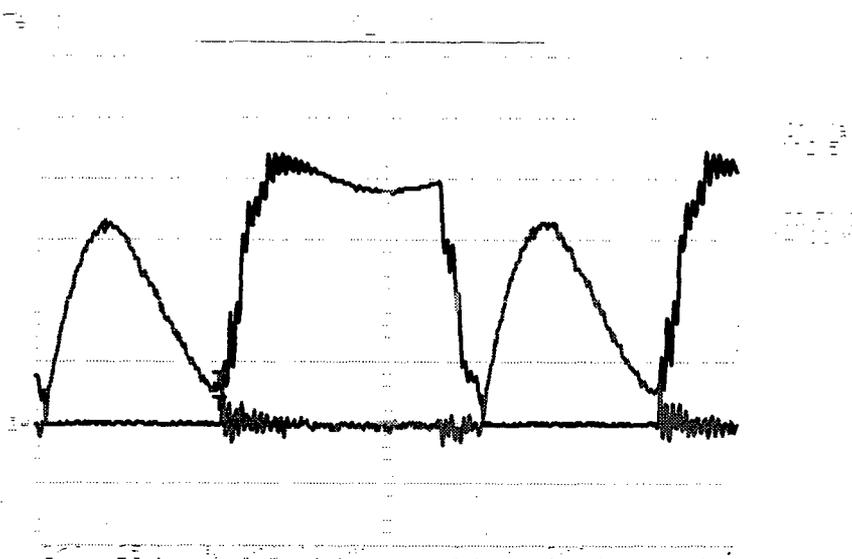


Fig. 3.39- Tensão e corrente no interruptor S_2 (25V/2A/2 μ s/div).

A tensão e a corrente em um diodo retificador são apresentadas na figura 3.40. A comutação no diodo retificador é suave, não apresentando corrente de recuperação reversa.

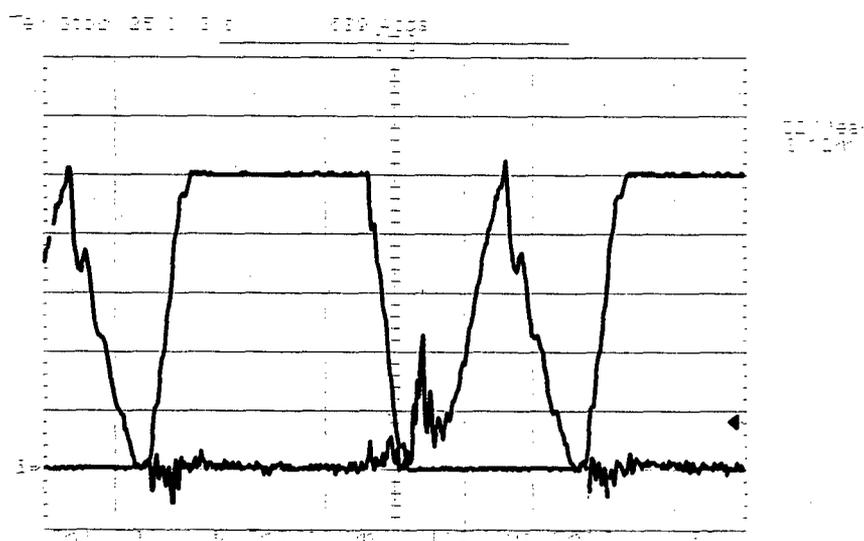


Fig. 3.40- Tensão e corrente em um diodo retificador (100V/50mA/2 μ s/div).

A tensão máxima sobre o capacitor C_T é igual a 56,8V e a ondulação de tensão igual a 9,8V.

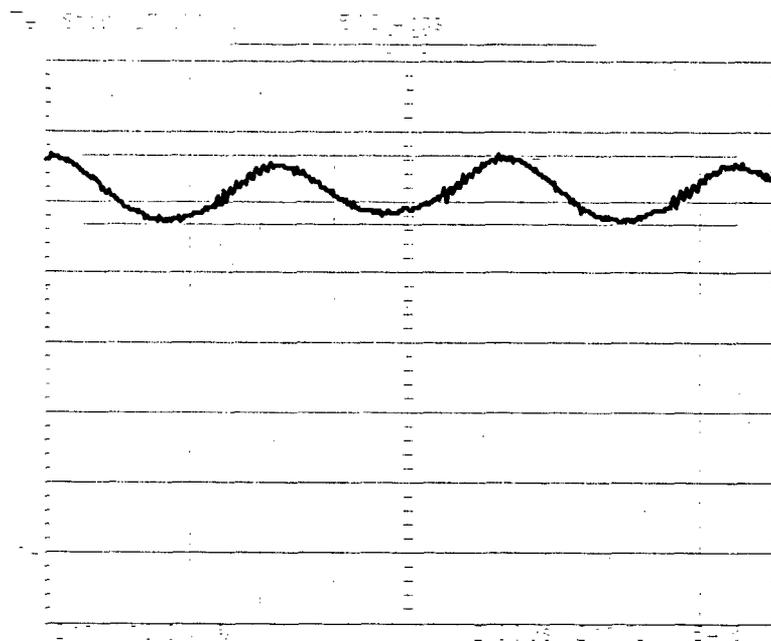


Fig. 3.41- Tensão no capacitor C_T ($10V/2\mu s/div$).

A figura 3.42 apresenta a tensão no enrolamento primário do transformador.

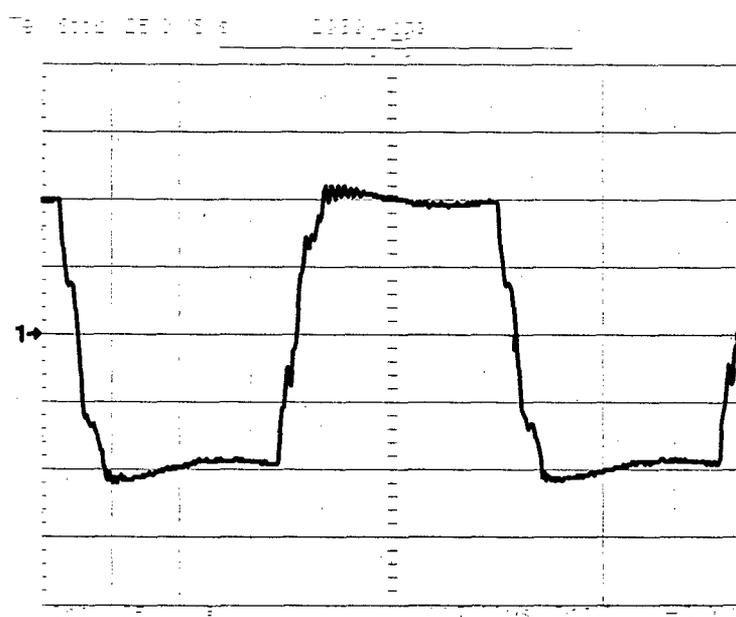


Fig. 3.42- Tensão no enrolamento primário do transformador ($25V/2\mu s/div$).

A curva de rendimento da estrutura de dois estágios operando com potência nominal e tensão de entrada variável é apresentada na figura 3.43. Observa-se que o menor rendimento obtido da estrutura é igual a 93,4% e ocorre na operação com a menor tensão de entrada (26V). Isto se deve ao incremento nas perdas de condução do conversor na operação com a menor tensão entrada.

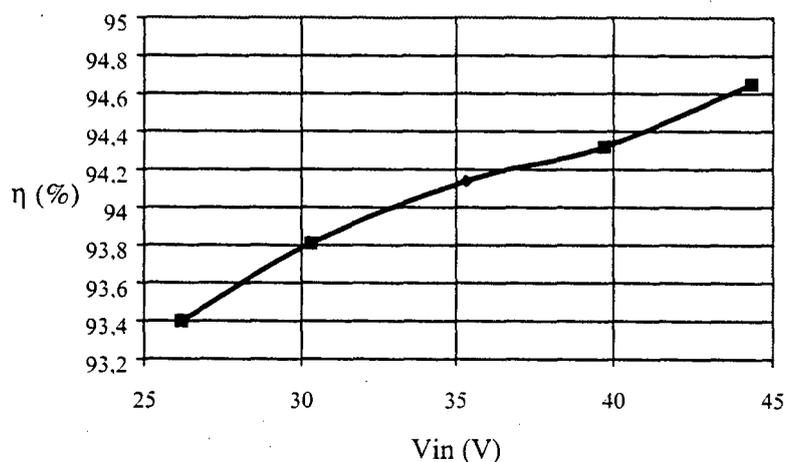


Fig. 3.43- Curva de rendimento da estrutura de dois estágios operando com potência nominal e tensão de entrada variável.

A tabela 3.2 apresenta uma comparação entre os valores calculados, simulados e obtidos experimentalmente, das tensões e correntes nos principais componentes do circuito do conversor isolado.

Valores:	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente média de entrada do conversor isolado:	$I=3,158A$	$I=2,94A$	$I=3,12A$
Ondulação da corrente de entrada do conversor isolado:	$\Delta I_{Lin}=0,158A$	$\Delta I_{Lin}=0,148A$	$\Delta I_{Lin}=0,15A$
Tensão de pico no capacitor C_T :	$V_{CT_{pk}}=54,96V$	$V_{CT_{pk}}=55V$	$V_{CT_{pk}}=56,8V$
Ondulação de tensão no capacitor C_T :	$\Delta V_{CT}=9,92V$	$\Delta V_{CT}=9,75V$	$\Delta V_{CT}=9,8V$
Tensão de pico no interruptor:	$V_{S_{pk}}=105V$	$V_{S_{pk}}=115V$	$V_{S_{pk}}=112,5V$
Tensão na entrada em condução do interruptor:	$V_{on}=2,6V$	$V_{on}=3,4V$	—
Corrente de pico no interruptor:	$I_{pk}=6,86A$	$I_{pk}=6,67A$	$I_{pk}=6,5A$
Corrente eficaz no interruptor:	$I_{SRMS}=3,09A$	$I_{SRMS}=2,73A$	$I_{SRMS}=2,8A$

Tabela 3.2- Valores calculados, simulados e experimentais de corrente e tensão, nos principais componentes do circuito do conversor isolado.

3.5 - CONCLUSÕES

O circuito pré-regulador utilizado apresenta elevado rendimento (96,5%) operando em alta frequência (100kHz), além de ser uma estrutura simples e compacta, atendendo os requisitos exigidos pela aplicação. O circuito adotado apresenta corrente de entrada não pulsada e característica de saída do tipo elevadora de tensão.

Os resultados de simulação e experimentais comprovam a validade da análise teórica realizada para o conversor isolado Push-Pull ZVS/ZCS. Desenvolveu-se uma metodologia de projeto buscando o ponto ótimo de operação do conversor, em função dos parâmetros do circuito, permitindo a redução dos esforços de corrente e minimizando as perdas.

Foram comprovadas na prática as características adequadas desta estrutura para aplicações com elevada tensão de saída tais como: a integração dos elementos intrínsecos dos componentes (indutância de dispersão e capacitância dos enrolamentos e dos interruptores) nas etapas de funcionamento da estrutura, evitando a dissipação da energia armazenada nestes elementos e a obtenção de comutação suave nos interruptores em toda a faixa de carga. Isto permite a operação com elevada frequência de comutação, reduzindo a massa e volume dos componentes do circuito.

O rendimento do conversor isolado obtido com potência nominal é elevado (próximo de 97%), resultando em um rendimento total, operando em conjunto com o circuito pré-regulador, igual a 93,4% , atendendo a especificação de rendimento total mínimo superior a 92%.

Embora o conversor isolado Push-Pull ZVS/ZCS utilizado neste capítulo já tenha sido proposto anteriormente, desenvolveu-se neste trabalho uma metodologia de projeto voltada para a otimização do funcionamento deste conversor, além de estabelecer as relações otimizadas para o cálculo de todos os componentes do circuito.

O fato de este conversor ter sido utilizado em outros trabalhos e o seu excepcional desempenho apresentado, permite adotá-lo como referência para comparações com outras estruturas a serem propostas e estudadas.

CAPÍTULO - 4

ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TOPOLOGIA DE DOIS ESTÁGIOS

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo aborda-se os aspectos relativos ao controle da estrutura composta por dois estágios conectados em série, apresentada no capítulo anterior.

Esta estrutura apresenta uma metodologia de controle peculiar, pois a ação do controle, é exercida no conversor pré-regulador que deverá controlar a tensão de saída do segundo estágio, o qual opera em um ponto fixo. Desta forma, a presença do conversor isolado na planta de controle influencia a resposta dinâmica do sistema e o seu projeto.

Portanto, neste capítulo, avalia-se a influência do conversor não controlado operando em conjunto com o conversor boost, de forma a definir um modelo que represente a dinâmica da estrutura de dois estágios.

A figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos dos elementos que compõem o sistema de controle.

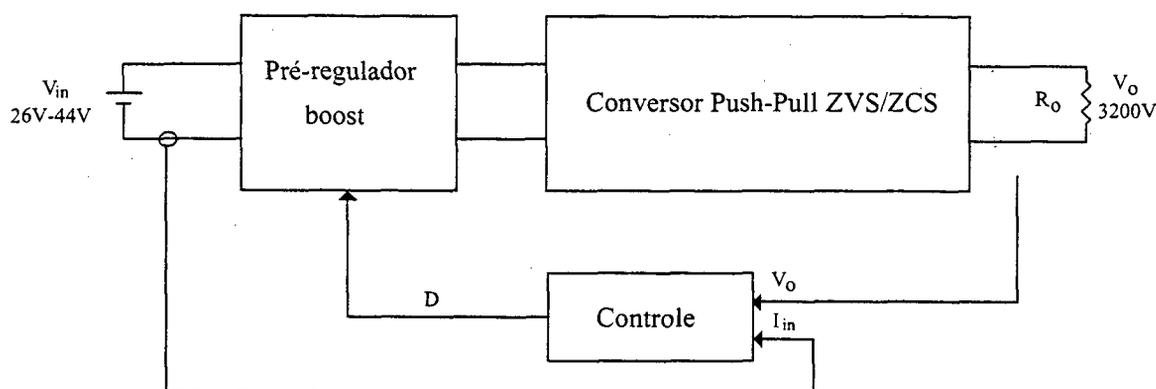


Fig. 4.1- Diagrama de blocos do controle.

Adotou-se o controle tipo modo corrente devido as diversas vantagens apresentadas por esta técnica de controle para a aplicação em questão [23]. Entre estas vantagens pode-se citar a redução da ordem do sistema de controle e a limitação da corrente de entrada. Esta última característica torna-se muito importante para a confiabilidade do TWTA, pois auxilia a evitar a danificação do conversor no caso de descargas eventuais no circuito de alta tensão.

Na malha de controle apresentada na figura 4.1, a tensão a ser controlada encontra-se na seção de alta tensão, de forma a obter a resposta estática e dinâmica da tensão de saída que a aplicação exige.

Portanto, torna-se necessário o conhecimento do modelo do conversor boost e do conversor push-pull ZVS/ZCS, de forma a definir o controle e a sua metodologia de projeto.

Primeiramente é obtido no item 4.2 o modelo linear simplificado do conversor CC-CC isolado, para posteriormente ser avaliada no item 4.3, a operação conjunta do conversor boost e do conversor isolado.

O procedimento de projeto desenvolvido a partir dos modelos obtidos é apresentado na seção 4.4, e a sua validade é testada através de simulações e da implementação prática nos itens 4.5 e 4.7 respectivamente.

4.2 - MODELO LINEAR DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO

Como o conversor CC-CC isolado é conectado em série com o pré-regulador boost, para a análise da malha de controle da estrutura é necessário obter-se a função de transferência entrada-saída do conversor isolado.

O circuito de potência simplificado do conversor push-pull ZVS/ZCS é apresentado na figura 4.2. Esta estrutura tem a característica de operar como um transformador de corrente contínua, sendo a tensão de saída igual a tensão de entrada, apenas referida diretamente pela relação de transformação ($a=n_{Ls}/n_{Lp}$).

Para uma transição na tensão de entrada do conversor isolado, a dinâmica da tensão de saída deste conversor é somente dependente do par LC do circuito composto pela indutância de entrada do conversor push-pull (L_b) e pela capacitância do filtro de saída (C_o), referida ao lado primário do transformador.

No caso da existência de diversas saídas, esta capacitância equivalente do par LC é constituída pela soma de todas as capacitâncias de filtro referidas ao lado primário do transformador.

Os elementos ressonantes do conversor, que são a indutância de dispersão e a capacitância conectada ao terminal central do transformador, não apresentam influência significativa na dinâmica da tensão de saída. Isto devido aos seus valores que são muito reduzidos em comparação com o par LC anteriormente mencionado, o qual realmente define a dinâmica deste conversor.

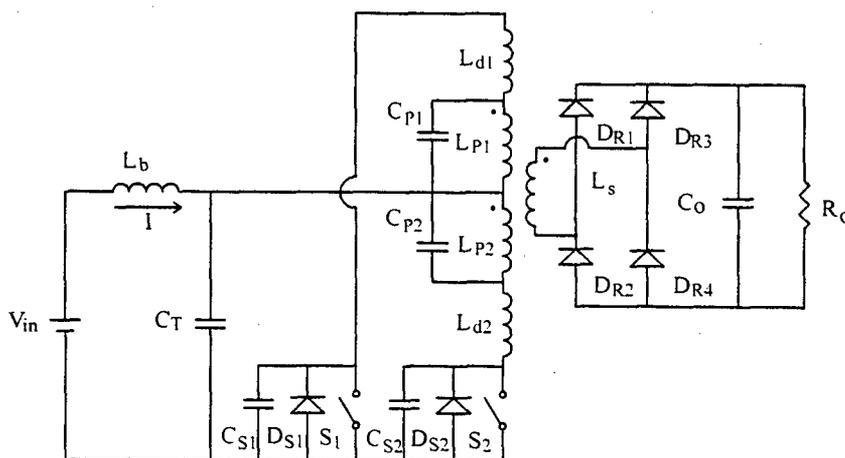


Fig. 4.2- Circuito de potência simplificado do conversor isolado.

Portanto, a resposta dinâmica do conversor push-pull ZVS/ZCS pode ser representada pelo circuito linear simplificado referido ao lado primário do transformador, apresentado na figura 4.3.

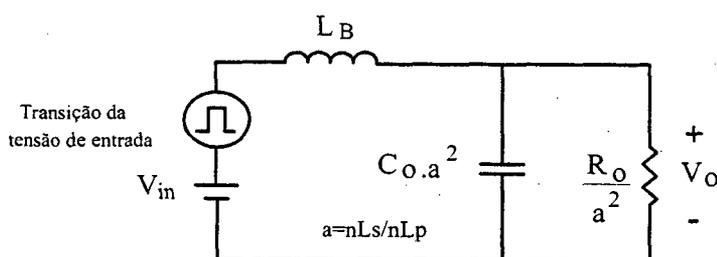


Fig. 4.3- Circuito linear simplificado do conversor push-pull ZVS/ZCS.

A resistência série equivalente da capacitância de saída, que normalmente é considerada no projeto da malha de controle dos conversores, é desprezada neste modelo equivalente devido ao tipo de capacitor utilizado no filtro de saída. Neste tipo de aplicação, normalmente utiliza-se capacitor de polipropileno o qual apresenta baixo valor de resistência série equivalente, sendo que esta é referida ao lado primário pela relação de transformação, que é de elevado valor. Desta forma, a resistência série equivalente dos capacitores de filtro não apresenta influência importante na dinâmica da tensão de saída.

A variação de carga do conversor isolado não altera o ganho estático do conversor, mantendo as relações entre a tensão de entrada e a tensão de saída.

Portanto, como pode ser observado na figura 4.3, o conversor push-pull ZVS/ZCS pode ser representado por um filtro de segunda ordem, como o conversor CC-CC não isolado do tipo buck.

Esta característica dinâmica pode ser verificada aplicando um degrau de tensão na entrada do conversor isolado e observando-se o comportamento da tensão de saída. Para

isto, foi realizada a simulação do circuito do conversor isolado, apresentado na figura 4.4, aplicando-se um degrau de tensão igual a 10% da tensão de entrada.

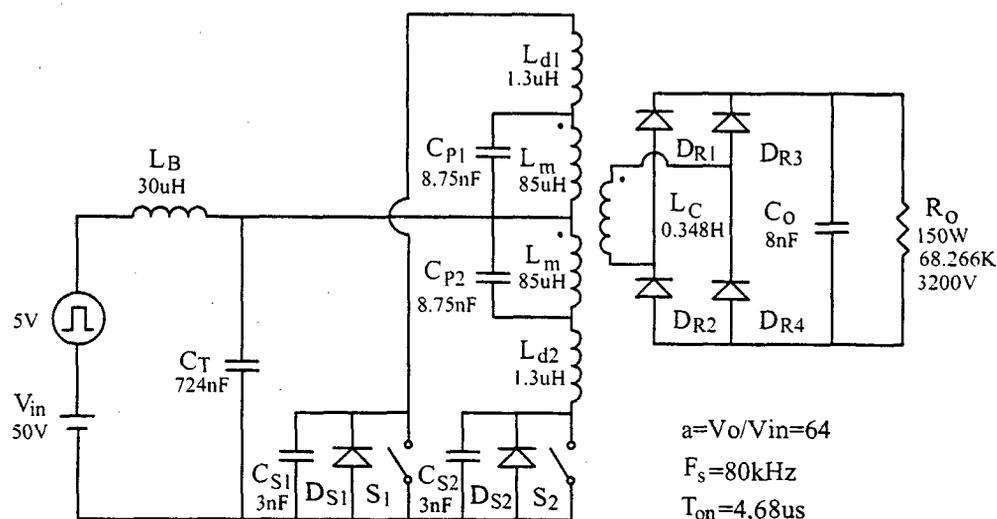


Fig. 4.4- Simulação do transitório da tensão de entrada do conversor isolado.

A resposta transitória da tensão de saída frente a variação da tensão de entrada de 50V para 55V, obtida com a simulação do circuito da figura 4.4, é apresentada na figura 4.5.

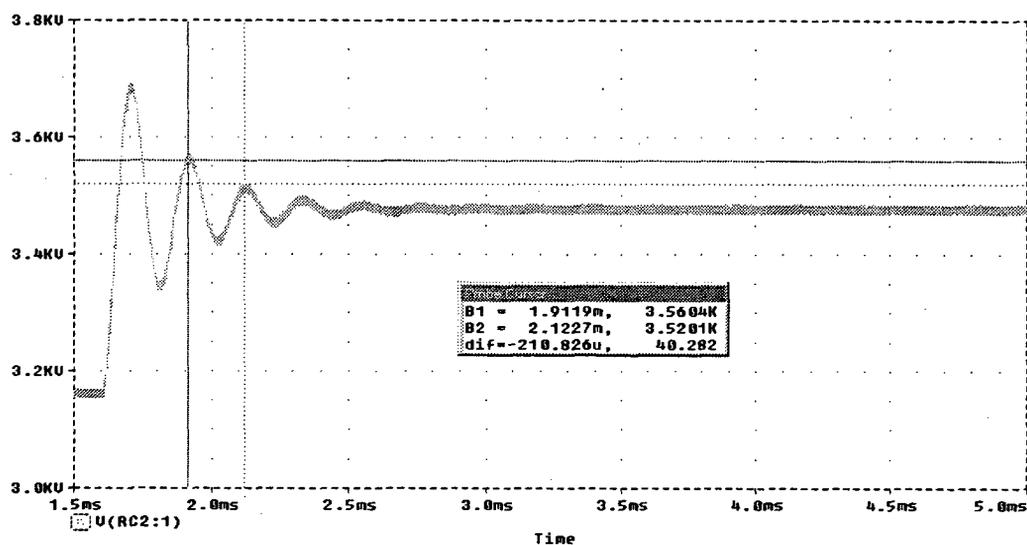


Fig. 4.5- Tensão de saída simulada.

A forma de onda da resposta transitória apresentada na figura 4.5 apresenta a característica de um circuito de segunda ordem com período igual a 210 μs .

O período da frequência natural amortecida do circuito equivalente apresentado na figura 4.3, utilizando os valores dos componentes apresentados na figura 4.4 é calculado pela equação 4.1.

$$T_r = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_B \cdot C_o \cdot a^2}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{-9} \cdot 64^2}} \right)^{-1} = 197 \mu\text{s} \quad (4.1)$$

Considerando os mesmos parâmetros apresentados na figura 4.4, porém utilizando uma indutância de entrada igual a $100 \mu\text{H}$, o período obtido por simulação é igual a $367 \mu\text{s}$ e o calculado pela equação 4.1 é igual a $360 \mu\text{s}$.

Estes resultados confirmam a possibilidade da representação da dinâmica do conversor CC-CC isolado pelo circuito simplificado da figura 4.3, na análise do controle do sistema.

4.3 - MODELO DO CONVERSOR BOOST OPERANDO COM O CONVERSOR ISOLADO

Tendo sido definido o modelo linear simplificado do conversor isolado, pode-se avaliar o seu efeito na malha de controle do sistema.

O circuito do conversor boost operando em conjunto com o conversor push-pull ZVS/ZCS é apresentado na figura 4.6.

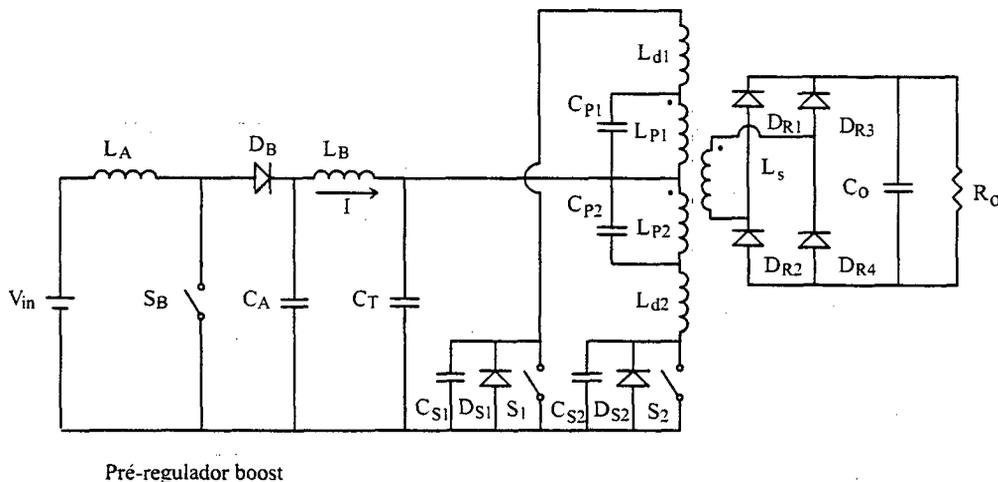
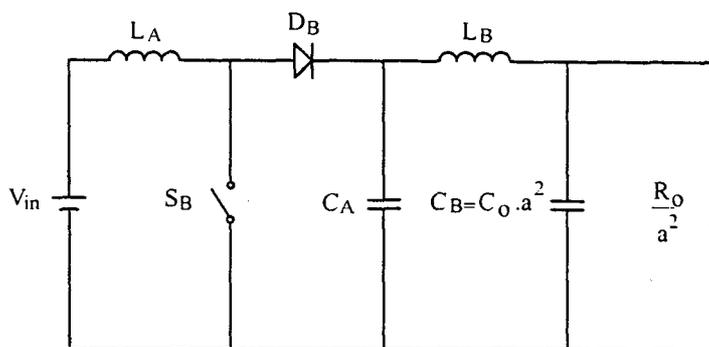


Fig. 4.6- Estrutura de dois estágios.

Com o resultado da análise do comportamento do conversor push-pull ZVS/ZCS apresentada na seção anterior, a dinâmica da estrutura de dois estágios pode ser analisada utilizando-se o circuito simplificado referido ao lado primário, como mostrado na figura 4.7.

Portanto, o estudo do sistema de controle da topologia de dois estágios é desenvolvido considerando a análise do conversor boost clássico, admitindo a utilização de um filtro do tipo Π na sua saída, composto pelo capacitor de filtro do conversor boost (C_A),

indutância de entrada do conversor push-pull ZVS/ZCS (L_B), e a capacitância equivalente dos capacitores de filtro de alta tensão, referidos ao lado primário do transformador (C_B).



Pré-regulador boost

Fig. 4.7- Circuito simplificado da topologia de dois estágios.

Diferentes técnicas podem ser aplicadas para a obtenção de modelos lineares que representem os circuitos não lineares, como no caso de conversores estáticos. Para esta tarefa utilizou-se o método da chave PWM, desenvolvido por Vorperian [24].

Para uma melhor interpretação da influência da presença do filtro Π na dinâmica de controle da estrutura de dois estágios, é realizada uma análise genérica do conversor boost, considerando-se quatro configurações de filtro diferentes, conectadas à saída deste conversor, descritas abaixo.

- a) Filtro capacitivo (C_A) – Configuração clássica.
- b) Fonte de tensão constante (V_o) – Configuração clássica para o controle modo corrente, considerando-se uma malha de tensão lenta com relação à malha de corrente.
- c) Filtro Π (C_A , L_B e C_B) – Modelo simplificado da estrutura de dois estágios.
- d) Filtro Π considerando a capacitância de saída (C_B) como sendo uma fonte de tensão constante – Configuração considerando controle modo corrente com malha de tensão lenta com relação à malha de corrente.

Para a realização da análise do comportamento dinâmico do conversor boost com diferentes tipos de filtro de saída, considerou-se a utilização de um filtro genérico com impedância Z_o , composta por elementos reativos e pela carga R_o , como mostra a figura 4.8.

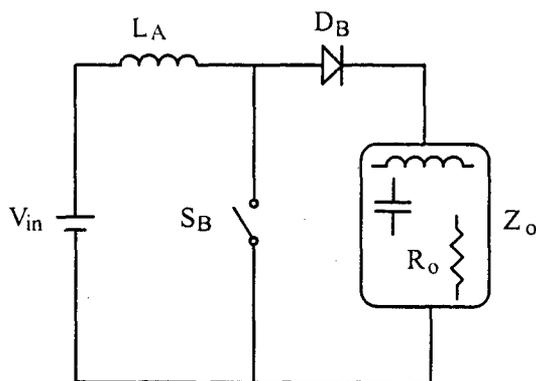


Fig. 4.8- Conversor boost com filtro genérico na saída.

Para a implementação da malha de controle, é necessária a determinação da função de transferência controle-saída deste conversor. No caso do controle modo corrente, a variável controlada é a corrente de entrada $i_{LA}(s)$ e a variável de controle é a razão cíclica $d(s)$.

Aplicando a técnica do modelo da chave PWM no circuito da figura 4.8, obtém-se o circuito linear apresentado na figura 4.9.

Para obter uma maior simplificação, as não idealidades dos componentes não foram incluídas. Portanto, a fonte de tensão de entrada pode ser considerada como um curto-circuito, considerando que não haja perturbações nesta tensão. Adota-se esta condição, pois se tem o interesse de verificar apenas a influencia da perturbação da razão cíclica na corrente de entrada.

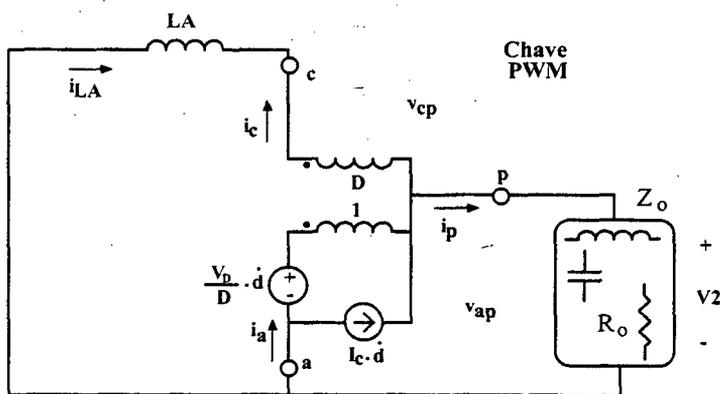


Fig. 4.9- Conversor boost com modelo linear da chave PWM.

As seguintes definições do modelo da chave PWM foram consideradas:

a= Terminal ativo (terminal do interruptor ativo).

p= Terminal passivo (terminal do diodo).

c= Terminal comum (junção do terminal do interruptor ativo com o terminal do diodo).

$i_a(t)$ = Corrente instantânea no terminal ativo.

$i_c(t)$ = Corrente instantânea no terminal comum.

$v_{cp}(t)$ = Tensão instantânea entre os terminais cp.

$v_{ap}(t)$ = Tensão instantânea entre os terminais ap.

D = Razão cíclica do conversor.

$D' = 1 - D$ = Complemento da razão cíclica.

Todas as variáveis instantâneas são compostas por uma parcela constante (regime permanente) adicionada de uma parcela variável (com perturbação), representada com o símbolo (^). Os elementos constantes são representados com letra maiúscula.

Desta forma, para exemplificar, a corrente instantânea no terminal comum pode ser representada por:

$$i_c(t) = I_c + \hat{i}_c \quad (4.2)$$

A tensão instantânea nos terminais ap é definida por:

$$v_{ap}(t) = V_{ap} + \hat{v}_{ap} \quad (4.3)$$

Mais informações e detalhes a respeito da técnica da chave PWM podem ser obtidos em [24].

A partir da análise do circuito representado na figura 4.9, obtém-se a equação 4.4.

$$\hat{i}_c \cdot (s \cdot L_A) + \hat{v}_{cp} + \hat{v}_2 = 0 \quad (4.4)$$

Do modelo da chave PWM, tem-se que:

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} \quad (4.5)$$

Mas:

$$V_{ap} = -V_2 \quad (4.6)$$

$$\hat{v}_{ap} = -\hat{v}_2 \quad (4.7)$$

Substituindo-se as equações 4.5, 4.6 e 4.7 na equação 4.4, obtém-se a equação 4.8.

$$\hat{i}_c \cdot (s \cdot L_A) - D \cdot \hat{v}_2 - \hat{d} \cdot V_2 + \hat{v}_2 = 0 \quad (4.8)$$

Ou:

$$\hat{i}_c \cdot (s \cdot L_A) + \hat{v}_2 \cdot D' - \hat{d} \cdot V_2 = 0 \quad (4.9)$$

Onde:

$$D' = 1 - D \quad (4.10)$$

A tensão de saída do conversor boost \hat{v}_2 pode ser determinada por:

$$\hat{v}_2 = \hat{i}_p \cdot Z_o \quad (4.11)$$

Mas do modelo da chave PWM tem-se que:

$$\hat{i}_p = \hat{i}_c \cdot D' \quad (4.12)$$

Desta forma:

$$\hat{v}_2 = \hat{i}_c \cdot D' \cdot Z_o \quad (4.13)$$

Substituindo a equação 4.13 na equação 4.9, resulta em:

$$\hat{i}_c \cdot (s \cdot L_A) + \hat{i}_c \cdot D'^2 \cdot Z_o - \hat{d} \cdot V_2 = 0 \quad (4.14)$$

$$\hat{i}_c \cdot (s \cdot L_A + D'^2 \cdot Z_o) = \hat{d} \cdot V_2 \quad (4.15)$$

$$\frac{\hat{i}_c}{\hat{d}} = \frac{V_2}{s \cdot L_A + D'^2 \cdot Z_o} \quad (4.16)$$

Portanto, a equação 4.16 representa a função de transferência controle-saída do conversor boost considerando um filtro de saída genérico Z_o .

Tendo sido definida a função de transferência de controle para um filtro genérico, pode-se então avaliar os quatro casos particulares do filtro de saída já citados anteriormente.

4.3.1 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR BOOST CONSIDERANDO UM FILTRO CAPACITIVO NA SAÍDA

A configuração do conversor boost com filtro capacitivo na saída é a forma clássica deste conversor.

Neste caso, aplicando o modelo da chave PWM no conversor boost com este tipo de filtro, obtém-se o circuito da figura 4.10.

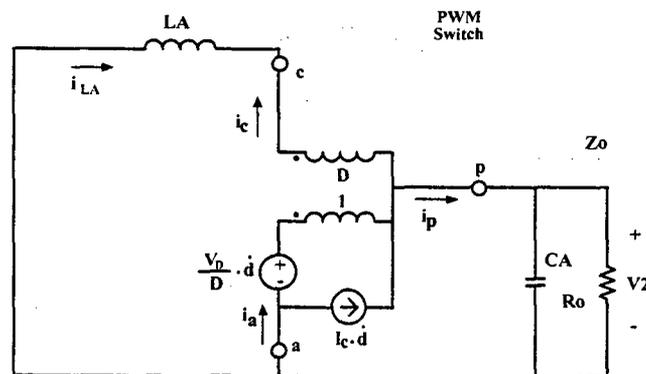


Fig.4.10- Conversor boost com modelo da chave PWM e filtro capacitivo na saída.

Neste caso a impedância Z_o é determinada por:

$$Z_o = \frac{1}{1 + s \cdot C_A \cdot R_o} \quad (4.17)$$

Substituindo-se a equação 4.17 na equação 4.16, obtém-se a função de transferência controle-saída, considerando a utilização de filtro capacitivo.

$$\frac{i_{La}(s)}{d(s)} = \frac{V2}{D'^2 \cdot R_o} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_o \cdot C_A)}{s^2 \cdot \left(\frac{L_A \cdot C_A}{D'^2} \right) + s \cdot \left(\frac{L_A}{D'^2 \cdot R_o} \right) + 1} \quad (4.18)$$

Esta função de transferência é representada graficamente na figura 4.11, considerando as seguintes especificações:

Tensão de saída: $V2=50V$

Indutância de entrada: $L_A=140\mu H$

Capacitância de saída: $C_A=10\mu F$

Razão cíclica nominal: $D=0,5$

Resistência de carga: $R_o=16,66\Omega$

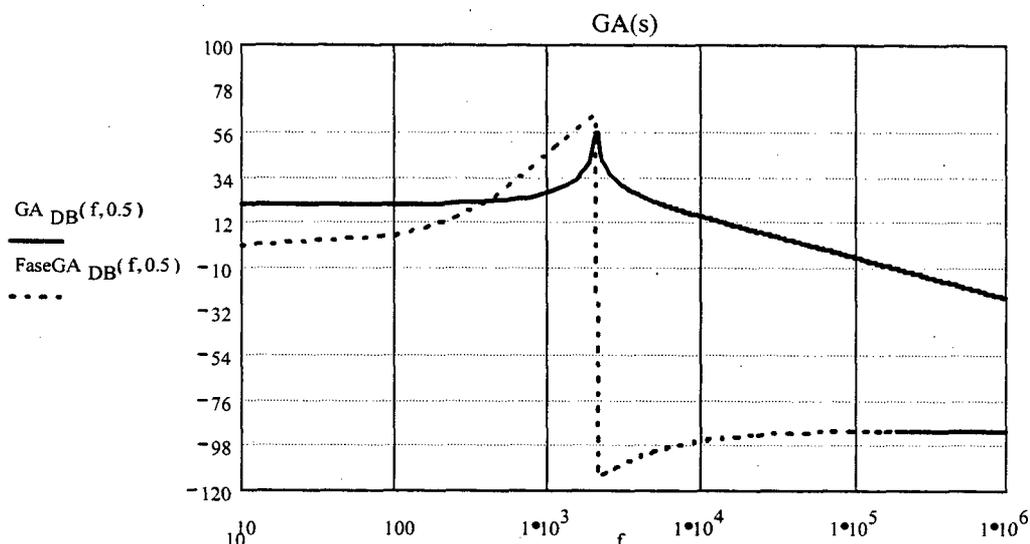


Fig. 4.11- Diagrama de Bode (módulo e fase) do conversor boost com filtro capacitivo.

4.3.2 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR BOOST CONSIDERANDO A SAÍDA COMO UMA FONTE DE TENSÃO CONSTANTE

No controle modo corrente existem duas malhas de controle. Uma malha interna de corrente e outra malha externa de tensão. Um importante critério de projeto do controle modo corrente define que a malha interna de corrente deve ser mais rápida do que a malha externa de tensão. Isto porque esta malha externa estabelece a referência de corrente da malha interna e esta referência deve manter-se constante durante a ação de controle da malha de corrente.

Portanto, se a resposta da malha de tensão for lenta em relação à resposta da malha de corrente, a tensão de saída pode ser considerada como uma fonte de tensão constante para a malha de corrente. Este conceito é muito utilizado em algumas aplicações, como na utilização do conversor boost na correção do fator de potência [35].

Desta forma, o circuito apresentado na figura 4.10 pode ser simplificado substituindo-se o filtro capacitivo de saída por uma fonte de tensão constante, como mostra a figura 4.12.

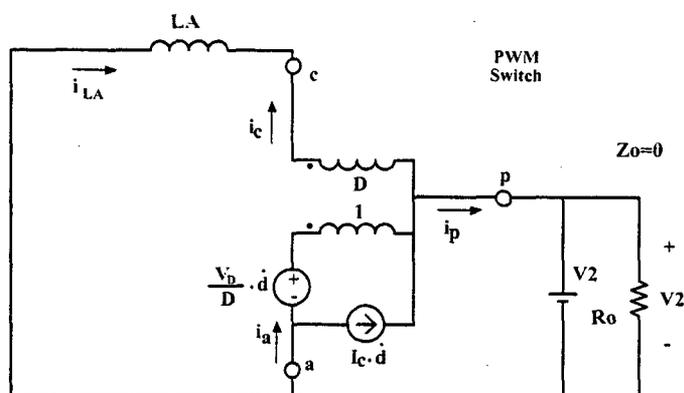


Fig.4.12- Conversor boost com modelo da chave PWM e fonte de tensão constante na saída.

Neste caso, considerando-se uma fonte de tensão ideal, a impedância Z_o é nula.

Portanto, substituindo-se a equação 4.19 na equação 4.16, obtém-se a função de transferência controle-saída do conversor boost, operando com fonte de tensão constante na saída.

$$Z_o = 0 \quad (4.19)$$

$$\frac{i_{LA}(s)}{d(s)} = V_2 \cdot \frac{1}{s \cdot L_A} \quad (4.20)$$

Esta é a função de transferência simplificada clássica utilizada nas aplicações de correção do fator de potência.

Considerando-se as especificações abaixo, obteve-se o diagrama de Bode representado na figura 4.13.

Tensão de saída: $V_2=50V$

Indutância de entrada: $L_A=140\mu H$

Razão cíclica nominal: $D=0,5$

Resistência de carga: $R_o=16,66\Omega$

$$Z_o = \frac{s^2 \cdot (R_o \cdot L_B \cdot C_B) + s \cdot (L_B) + R_o}{s^3 \cdot (R_o \cdot L_B \cdot C_B \cdot C_A) + s^2 \cdot (C_A \cdot L_B) + s \cdot R_o \cdot (C_A + C_B) + 1} \quad (4.21)$$

Substituindo-se a equação 4.21 na equação 4.16, obtém-se a função de transferência controle-saída do conversor boost operando com um filtro Π em sua saída.

$$\frac{i_{L_a}(s)}{d(s)} = \frac{V_2}{D^2 \cdot R_o} \left[\frac{s^3 \cdot (R_o \cdot L_B \cdot C_B \cdot C_A) + s^2 \cdot (C_A \cdot L_B) + s \cdot R_o \cdot (C_A + C_B) + 1}{s^4 \cdot \left(\frac{L_A \cdot L_B \cdot C_B \cdot C_A}{D^2} \right) + s^3 \cdot \left(\frac{L_A \cdot C_A \cdot L_B}{D^2 \cdot R_o} \right) + s^2 \cdot \left(\frac{L_A \cdot C_A + L_A \cdot C_B + D^2 \cdot L_B \cdot C_B}{D^2} \right) + s \cdot \left(\frac{L_A + D^2 \cdot L_B}{D^2 \cdot R_o} \right) + 1} \right] \quad (4.22)$$

A tensão V_2 representa a tensão de saída do pré-regulador e a tensão V_3 representa a tensão de saída do conversor isolado, referida ao lado primário do transformador. Em regime permanente estas duas tensões apresentam o mesmo valor.

O diagrama de Bode da função de transferência, descrita na equação 4.22, é apresentada na figura 4.15.

Consideraram-se as seguintes especificações:

Tensão de saída: $V_3 = V_2 = 50V$

Indutância de entrada: $L_A = 140\mu H$

Capacitância do boost: $C_A = 10\mu F$

Indutância de entrada do conversor isolado: $L_B = 30\mu H$

Capacitância total de saída: $C_B = 33\mu F$

Razão cíclica: $D = 0,5$

Resistência de carga: $R_o = 16,66\Omega$

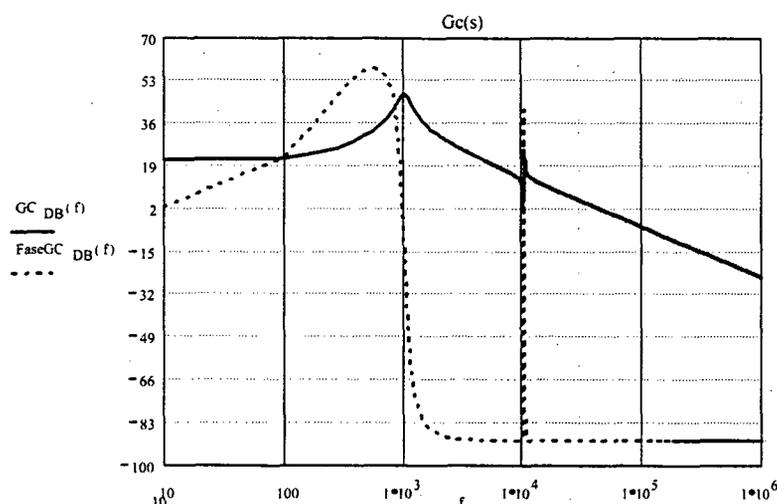


Fig. 4.15- Diagrama de Bode (módulo e fase) do conversor Boost com filtro Π na saída.

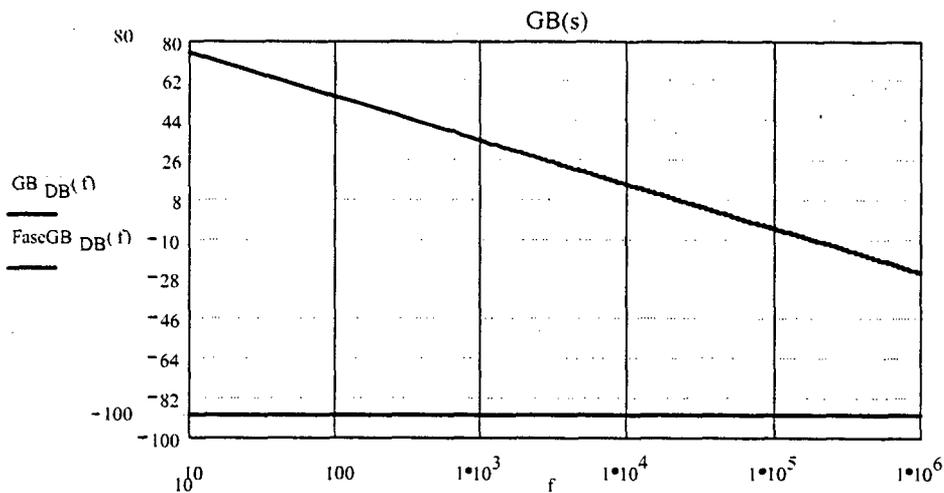


Fig. 4.13- Diagrama de Bode (módulo e fase) do conversor Boost com fonte de tensão constante na saída.

4.3.3 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR BOOST COM UM FILTRO TIPO Π NA SAÍDA

Conforme descrito no item 4.2, a conexão série do conversor boost com o conversor push-pull ZCS/ZVS resulta no circuito equivalente de um conversor boost com um filtro Π em sua saída. Este filtro Π é composto pelo capacitor de saída (C_A), indutor de entrada (L_B) e pela capacitância total de saída do conversor isolado, referida ao lado primário do transformador (C_B).

O circuito do conversor boost com o modelo da chave PWM e com o filtro Π em sua saída é apresentado na figura 4.14.

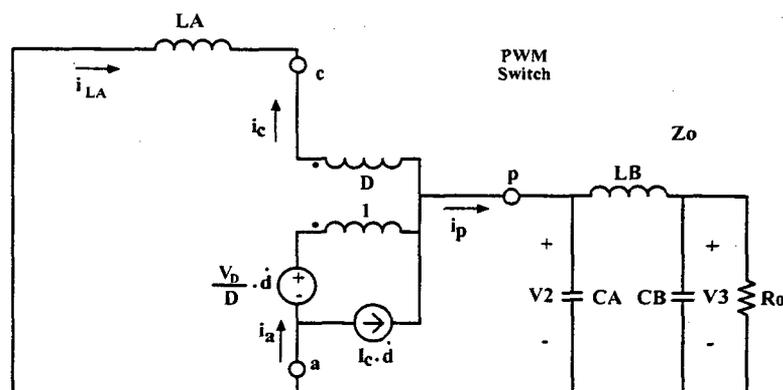


Fig. 4.14- Conversor boost com o modelo da chave PWM e filtro Π na saída.

Neste caso, a impedância Z_o é determinada pela equação 4.21.

4.3.4 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR BOOST COM FILTRO TIPO II, CONSIDERANDO A CAPACITÂNCIA DE SAÍDA COMO UMA FONTE DE TENSÃO

Considerando a resposta da malha de tensão mais lenta do que a da malha de corrente, a tensão de saída pode ser considerada como uma fonte de tensão constante para a malha de corrente.

Portanto, o circuito da figura 4.14 pode ser simplificado substituindo-se o capacitor de saída por uma fonte de tensão constante, como mostra a figura 4.16.

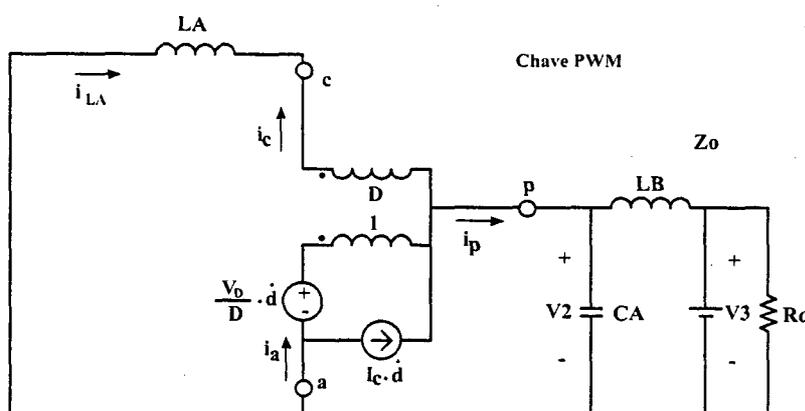


Fig.4.16- Conversor boost com modelo da chave PWM e filtro II, substituindo-se a capacitância de saída por uma fonte de tensão.

A impedância Z_0 para este filtro é definida pela equação 4.23.

$$Z_0 = \frac{s \cdot (L_B)}{s^2 \cdot (C_A \cdot L_B) + 1} \quad (4.23)$$

Substituindo-se a equação 4.23 na equação 4.16, obtém-se a função de transferência controle-saída.

$$\frac{i_{L_A}(s)}{d(s)} = V_2 \cdot \left[\frac{s^2 \cdot (C_A \cdot L_B) + 1}{s^3 \cdot (L_A \cdot C_A \cdot L_B) + s \cdot (L_A + D^2 \cdot L_B)} \right] \quad (4.24)$$

Esta equação também pode ser expressa por:

$$\frac{i_{L_A}(s)}{d(s)} = V_2 \cdot \frac{1}{s \cdot L_A} \cdot \left[\frac{s^2 + \frac{1}{(C_A \cdot L_B)}}{s^2 + \left(\frac{L_A + D^2 \cdot L_B}{L_A \cdot C_A \cdot L_B} \right)} \right] \quad (4.25)$$

Como nesta aplicação a indutância L_B é normalmente muito menor do que a indutância L_A , a seguinte consideração pode ser feita:

$$D^2 \cdot L_B \ll L_A \quad (4.26)$$

Desta forma, os termos abaixo são aproximadamente iguais.

$$\frac{1}{(C_A \cdot L_B)} \approx \left(\frac{L_A + D'^2 \cdot L_B}{L_A \cdot C_A \cdot L_B} \right) \quad (4.27)$$

Portanto, os zeros da equação 4.25 cancelam os pólos e a função de transferência, cuja resposta é semelhante a apresentada no item 4.3.2, como mostra a figura 4.17.

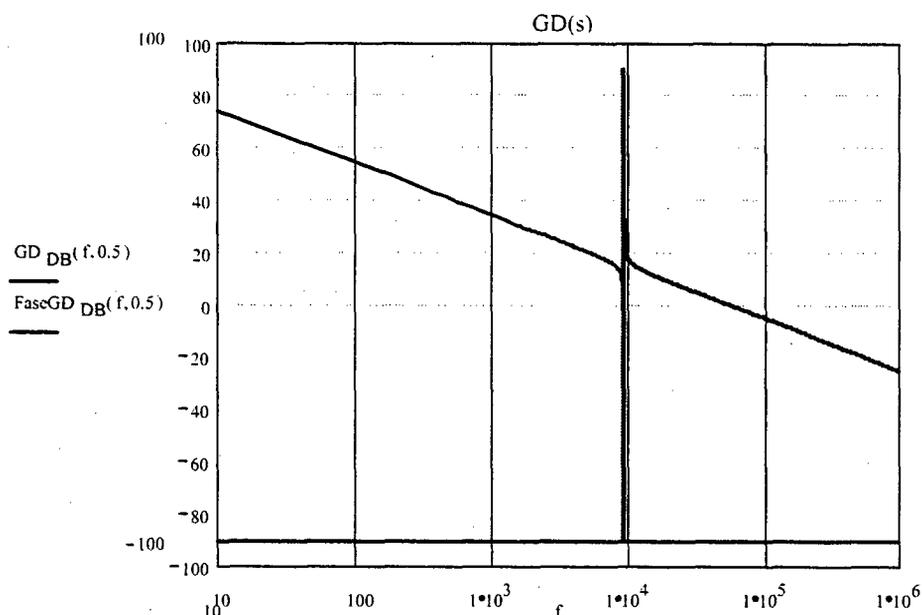


Fig. 4.17- Diagrama de Bode (módulo e fase) do conversor Boost com filtro II, substituindo o capacitor de saída por uma fonte de tensão.

4.4 - CONTROLE MODO CORRENTE - PROCEDIMENTO DE PROJETO

O controle modo corrente utiliza dois laços de controle, um interno e outro externo, como mostra o diagrama de blocos da figura 4.18 [25].

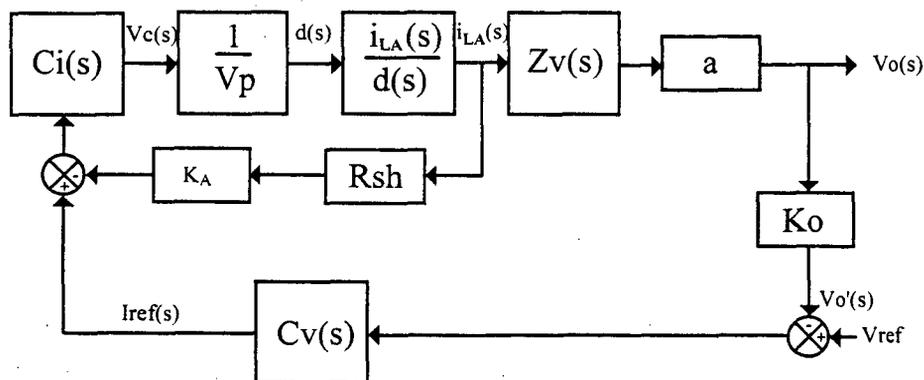


Fig. 4.18- Diagrama de blocos do controle modo corrente.

Onde:

$C_i(s)$ – Compensador de corrente.

V_p – Tensão de pico da rampa PWM.

$i_{La}(s)/d(s)$ – Função de transferência controle-saída da estrutura de dois estágios.

$Zv(s)$ – Modelo representativo da relação entre a corrente de entrada $i_{La}(s)$ e a tensão de saída $V_o(s)$.

R_{sh} – Sensor de corrente (resistor “shunt”).

K_A – Ganho da malha de corrente.

K_o – Sensor de tensão (divisor resistivo).

$Cv(s)$ – compensador de tensão.

O controle modo corrente apresenta algumas características de operação importantes, tais como limitação da corrente de entrada, divisão de corrente no paralelismo de fontes de alimentação e redução da ordem do sistema.

Quando o controle modo corrente é utilizado, a malha interna de controle inclui o indutor de entrada (LA), eliminando este indutor da malha externa de tensão.

4.4.1 - MALHA DE CORRENTE

A malha de controle de corrente impõe a corrente $i_{La}(s)$ como sendo uma função da corrente de referência $I_{ref}(s)$, definida pela malha de tensão. A malha de corrente estabelece a tensão de controle $V_c(s)$, que por sua vez define a razão cíclica do conversor.

O compensador de corrente é projetado em função dos critérios de controle e da função de transferência controle-saída obtida no item 4.3.

Para evitar interferências da malha externa de tensão na malha interna de corrente, a corrente de referência deve variar lentamente com relação à ação de controle da malha interna de corrente. Portanto, seguindo este critério, a malha de tensão deve ser mais lenta do que a malha de corrente, podendo-se considerar a tensão de saída constante do ponto de vista da ação de controle da malha de corrente.

Desta forma, a função de transferência controle-saída obtida no item 4.3.4 é adotada na análise da malha de controle, simplificando o procedimento de projeto.

$$\frac{i_{La}(s)}{d(s)} = V2 \cdot \frac{1}{s \cdot L_A} \cdot \left[\frac{s^2 + \frac{1}{(C_A \cdot L_B)}}{s^2 + \left(\frac{L_A + D'^2 \cdot L_B}{L_A \cdot C_A \cdot L_B} \right)} \right] \quad (4.28)$$

Os critérios de estabilidade (margem de ganho e margem de fase) são definidos pelo diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema $G(s)$, apresentada na equação 4.29.

$$G(s) = C_i(s) \cdot \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{La}(s)}{d(s)} \quad (4.29)$$

Com o diagrama de Bode obtido a partir da equação 4.30, pode-se definir o compensador de corrente.

$$G_I(s) = \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{La}(s)}{d(s)} \quad (4.30)$$

Considerou-se no projeto da malha de controle as seguintes especificações:

Tensão total de saída (seção de alta tensão): $V_{HV}=3200V$

Resistência de carga (seção de alta tensão): $R_{HV}=68,2k\Omega$

Capacitância de saída (seção de alta tensão): $C_{HV}=8nF$

Potência de saída: $P_o=150W$

Tensão de entrada: $V_{in}=25V$

Frequência de comutação do conversor boost: $F_s=100kHz$

Tensão de saída do conversor boost: $V_2=50V$

Indutância de entrada do conversor boost: $L_A=140\mu H$

Indutância de entrada do conversor isolado: $L_B=30\mu H$

Capacitância de saída do conversor boost: $C_A=10\mu F$

Razão cíclica nominal do conversor boost: $D=0,5$

Resistência Shunt: $R_{sh}=0,012\Omega$

Tensão de pico da rampa PWM: $V_p=5V$

Como o objetivo principal deste capítulo não é propor uma metodologia de projeto que otimize a resposta dinâmica da estrutura, mas sim comprovar o modelo dinâmico obtido para a representação da estrutura de dois estágios, o único critério adotado no projeto é com relação à estabilidade, margem de fase e margem de ganho, considerando a análise pelo método da resposta em frequência. Considerou-se uma margem de fase mínima igual a $M_f=40^\circ$.

O desenvolvimento de uma metodologia de projeto que permita atender a um conjunto de especificações mais rigorosas com relação à aplicação em questão, tais como tempo de acomodação, sobre-sinal, etc, deve ser fruto de um estudo específico mais aprofundado, o qual não é o objetivo principal deste trabalho.

A corrente nominal de entrada é calculada por:

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} = \frac{150}{25} = 6A \quad (4.31)$$

A máxima corrente de entrada (I_{\max}) na condição de sobrecarga é definida em 10A.

$$I_{\max}=10A$$

A máxima tensão que define a corrente de referência (V_{Iref}) é limitada por um diodo zener em 4,7V. Este nível de tensão deve corresponder à corrente máxima de entrada (I_{\max}).

Portanto, o ganho K_A é calculado em função da máxima corrente de entrada (I_{\max}) e pela máxima tensão que define a referência de corrente (V_{Iref}).

$$K_A = \frac{V_{\text{Iref}}}{I_{\max} \cdot R_{\text{sh}}} = \frac{4,7}{10 \cdot 0,012} = 39 \quad (4.32)$$

A relação de transformação ($a=n_{Ls}/n_{Lp}$) do conversor isolado é calculada por:

$$a = \frac{V_{\text{HV}}}{V_2} = \frac{3200}{50} = 64 \quad (4.33)$$

A resistência de saída é referida ao lado primário pela relação de transformação ao quadrado.

$$R_o = \frac{R_{\text{HV}}}{a^2} = \frac{68200}{64^2} = 16,66\Omega \quad (4.34)$$

A capacitância de saída referida ao lado primário é calculada por:

$$C_B = C_{\text{HV}} \cdot a^2 = 8 \cdot 10^{-9} \cdot 64^2 = 33\mu\text{F} \quad (4.35)$$

Com estes componentes e parâmetros definidos, o diagrama de Bode $G1(s)$ é obtido através da equação 4.36 e apresentado na figura 4.19.

$$G1(s) = \frac{R_{\text{sh}} \cdot K_A \cdot V_2}{V_p} \cdot \frac{1}{s \cdot L_A} \cdot \left[\frac{s^2 + \frac{1}{(C_A \cdot L_B)}}{s^2 + \left(\frac{L_A + D^2 \cdot L_B}{L_A \cdot C_A \cdot L_B} \right)} \right] \quad (4.36)$$

Adotou-se o compensador da malha de corrente proporcional-integral com filtro.

A função de transferência deste regulador é representada pela equação 4.37.

$$C_i(s) = K_i \cdot K_f \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (4.37)$$

Este regulador apresenta um pólo na origem que aumenta o ganho do compensador em baixa frequência, reduzindo o erro estático do conversor.

A posição do zero ω_z é definida de forma a obter a maior margem de fase. O zero deve ser posicionado abaixo da frequência de cruzamento.

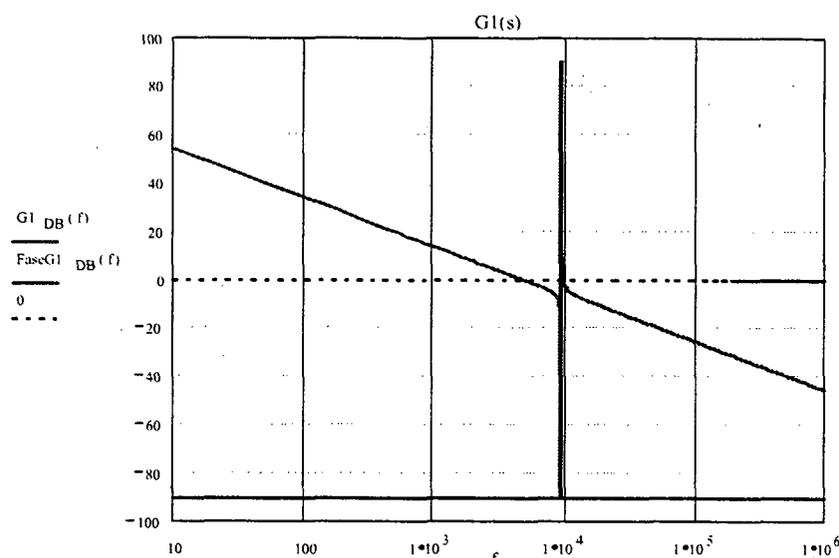


Fig. 4.19- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem a rede de compensação de corrente $G1(s)$.

O filtro definido pelo pólo ω_p é usado de forma a reduzir os efeitos da comutação em alta frequência na malha de corrente.

A máxima frequência de cruzamento teórica deve ser menor do que a metade da frequência de comutação. O ganho K_i é definido pela frequência de cruzamento adotada.

Considerando-se:

- A frequência de cruzamento quatro vezes menor do que a frequência de comutação.
- A menor margem de fase é obtida posicionando-se a frequência do zero em 10 kHz.
- A frequência do pólo igual a metade da frequência de comutação.

Substituindo estes valores tem-se:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{4} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{4} = 1,5708 \cdot 10^5 \quad (4.38)$$

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 = 6,283 \cdot 10^4 \quad (4.39)$$

$$\omega_p = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{2} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 = 3,142 \cdot 10^5 \quad (4.40)$$

O ganho K_i pode ser calculado pela equação 4.41, conforme apresentado em [25].

$$K_i = \frac{\omega_c^2}{K_p \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (4.41)$$

Onde:

$$K_p = \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{V_2}{L_A} = \frac{0,012 \cdot 39}{5} \cdot \frac{50}{140 \cdot 10^{-6}} = 3,343 \cdot 10^4 \quad (4.42)$$

Portanto:

$$K_i = \frac{(1,5708 \cdot 10^5)^2}{3,343 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{(1,5708 \cdot 10^5)^2 + (6,283 \cdot 10^4)^2}} = 4,363 \quad (4.43)$$

O ganho K_f é definido por:

$$K_f = \omega_p \quad (4.44)$$

$$K_f = 3,142 \cdot 10^5$$

O diagrama de bode do regulador de corrente é obtido substituindo os valores calculados na equação 4.37.

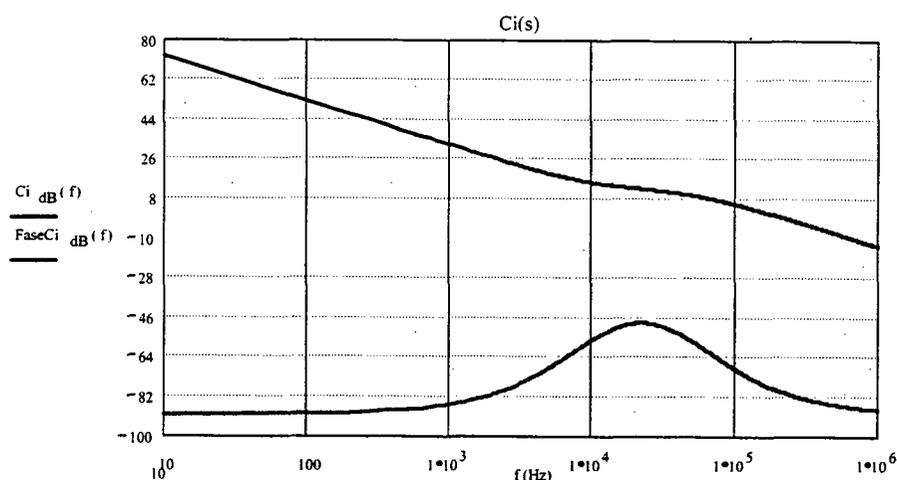


Fig. 4.20- Diagrama de Bode do compensador de corrente.

Com o regulador de corrente calculado, a função de transferência de laço aberto do sistema $G(s)$ é definida e apresentada na figura 4.21.

$$G(s) = C_i(s) \cdot \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{La}(s)}{d(s)} \quad (4.45)$$

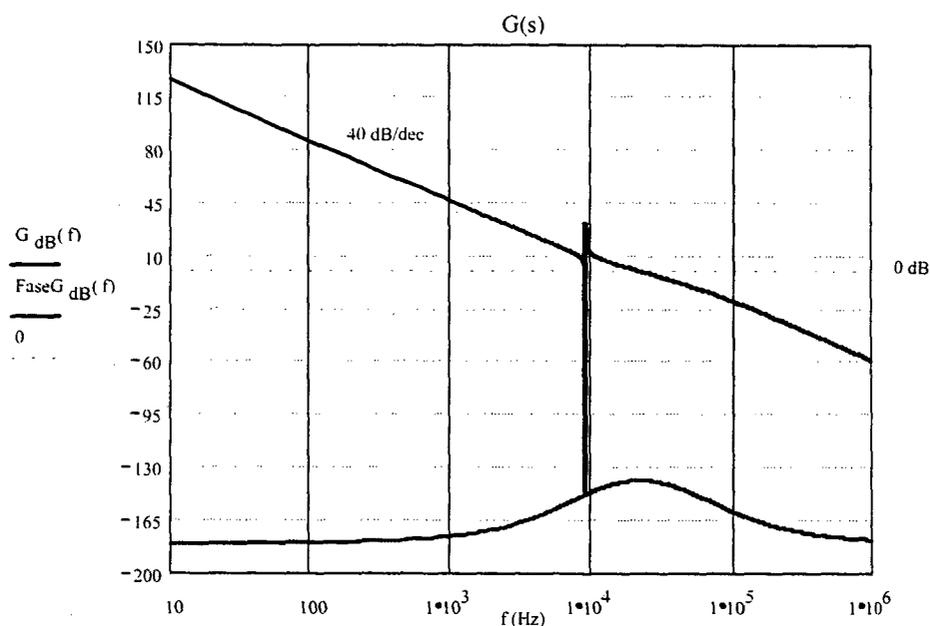


Fig. 4.21- Diagrama de Bode da função de laço aberto do sistema.

A frequência de cruzamento obtida pela malha de corrente é próxima de 25kHz, conforme especificado, e a margem de fase igual a 41° .

O circuito prático para a implementação do controle proposto é apresentado na figura 4.22.

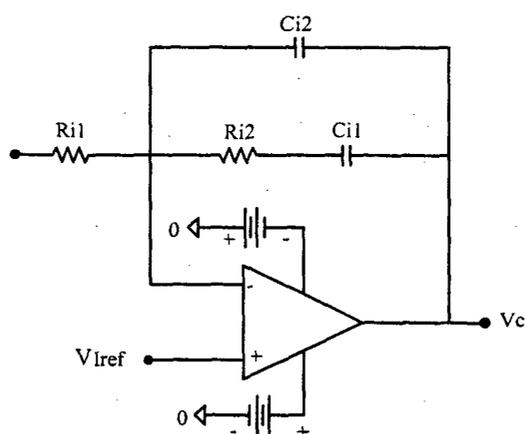


Fig.4.22- Circuito do regulador de corrente.

A função de transferência deste compensador é definida por:

$$C_i(s) = \frac{1}{(C_{i1} + C_{i2}) \cdot R_{i1}} \cdot \frac{(C_{i1} \cdot R_{i2} \cdot s + 1)}{s \cdot \left[\left(R_{i2} \cdot \frac{C_{i1} \cdot C_{i2}}{C_{i1} + C_{i2}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (4.46)$$

Considerando:

$$C_{i1} = 1 \text{ nF}$$

Os outros componentes podem ser calculados por:

$$R_{i2} = \frac{1}{C_{i1} \cdot \omega_z} = 16k\Omega \quad (4.47)$$

$$C_{i2} = \frac{C_{i1}}{(C_{i1} \cdot R_{i2} \cdot \omega_p) - 1} = 250pF \quad (4.48)$$

$$R_{i1} = \frac{1}{K_i \cdot K_f \cdot C_{i2}} = 2,9k\Omega \quad (4.49)$$

O diagrama de bode obtido com a equação 4.46 utilizando os componentes calculados é o mesmo apresentado na figura 4.20.

4.4.2 - MALHA DE TENSÃO

O controle da tensão de saída é implementado pela malha de tensão. O modelo que define a relação da corrente de entrada com a razão cíclica do conversor foi determinado no item 4.3. Entretanto, para a implementação do controle da malha de tensão, é necessário determinar a relação entre a corrente de entrada e a tensão de saída. Este modelo pode ser determinado considerando a operação do conversor com o controle modo corrente como sendo uma fonte de corrente controlada, imposta a uma impedância Z_o .

Seguindo este princípio, obtém-se o circuito equivalente apresentado na figura 4.23, considerando-se o conversor boost com o filtro Π na saída, operando com o controle da malha de corrente, apresentando um comportamento de fonte de corrente controlada.

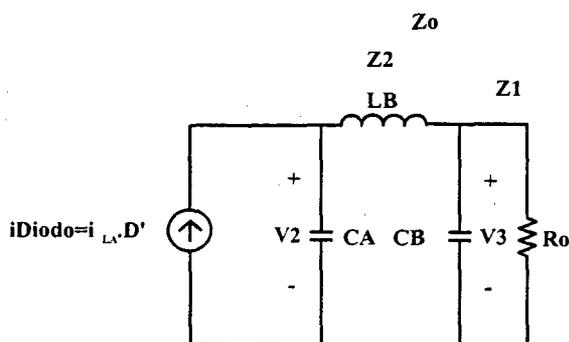


Fig. 4.23- Circuito equivalente do conversor boost operando com a malha de corrente.

As impedâncias Z_o , Z_1 e Z_2 , apresentadas na figura 4.23, podem ser determinadas por:

$$Z_o = \frac{s^2 \cdot (R_o \cdot L_B \cdot C_B) + s \cdot (L_B) + R_o}{s^3 \cdot (R_o \cdot L_B \cdot C_B \cdot C_A) + s^2 \cdot (C_A \cdot L_B) + s \cdot R_o \cdot (C_A + C_B) + 1} \quad (4.50)$$

$$Z_1 = \frac{R_o}{1+s \cdot C_B \cdot R_o} \quad (4.51)$$

$$Z_2 = s \cdot L_B \quad (4.52)$$

A tensão de saída do conversor boost pode ser determinada pela equação 4.53.

$$V_2 = i_{La} \cdot D' \cdot Z_o \quad (4.53)$$

A tensão da saída V_3 é definida por:

$$V_3 = V_2 \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (4.54)$$

Portanto, a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada é expressa pela equação 4.55.

$$\frac{V_3}{i_{La}} = Z_o \cdot D' \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (4.55)$$

Substituindo-se as respectivas equações em 4.55.

$$Z_v(s) = \frac{V_3(s)}{i_{La}(s)} = \frac{R_o \cdot D'}{s^3 \cdot R_o \cdot L_B \cdot C_B \cdot C_A + s^2 \cdot C_A \cdot L_B + s \cdot R_o \cdot (C_A + C_B) + 1} \quad (4.56)$$

O diagrama de Bode da função $Z_v(s)$, considerando os componentes e parâmetros especificados, é apresentado na figura 4.24.

Com o compensador de corrente definido em 4.4.3, tem-se a malha de corrente completa. Para a determinação do compensador de tensão é necessário obter a função de transferência de laço aberto do sistema operando com a malha de corrente.

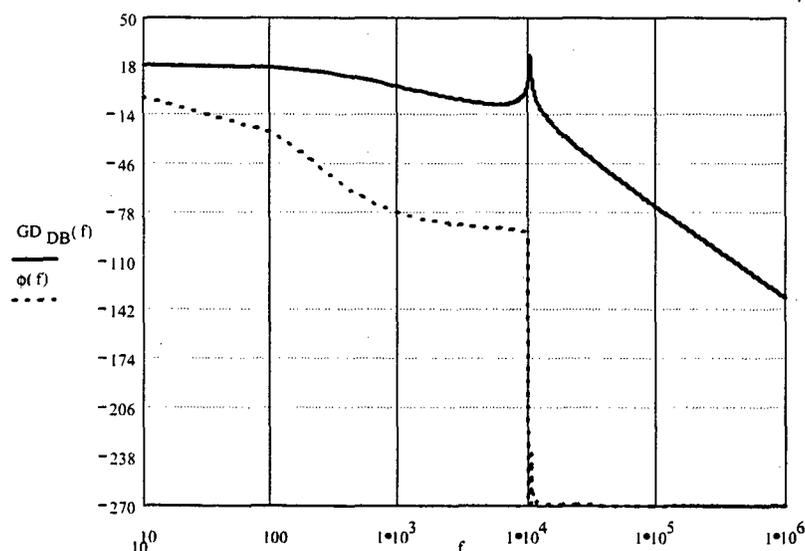


Fig. 4.24- Diagrama de Bode da função $Z_v(s)$.

A malha interna de corrente apresentada na figura 4.18 pode ser representada por uma função $H_v(s)$, simplificando o diagrama de blocos da malha de tensão apresentada na figura 4.25.

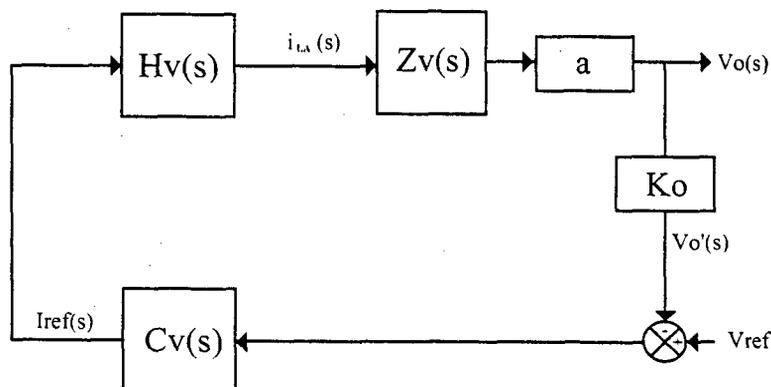


Fig. 4.25- Diagrama de blocos da malha de tensão.

Onde:

$$H_v(s) = \frac{C_i(s) \cdot \frac{1}{V_p} \cdot \frac{i_{La}(s)}{d(s)}}{1 + C_i(s) \cdot \frac{1}{V_p} \cdot \frac{i_{La}(s)}{d(s)} \cdot R_{sh} \cdot K_A} \quad (4.57)$$

A função de transferência de laço aberto, sem o compensador de tensão, é definida por:

$$G_v(s) = H_v(s) \cdot Z_v(s) \cdot K_o \cdot a \quad (4.58)$$

A constante K_o é calculada em função da tensão de referência e da tensão de saída:

$$K_o = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (4.59)$$

Considerou-se a tensão de referência (V_{ref}) igual a:

$$V_{ref} = 2,8V \quad (4.60)$$

Portanto:

$$K_o = \frac{2,8}{3200} = 0,000875 \quad (4.61)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem o compensador de tensão $G_v(s)$ é apresentado na figura 4.26.

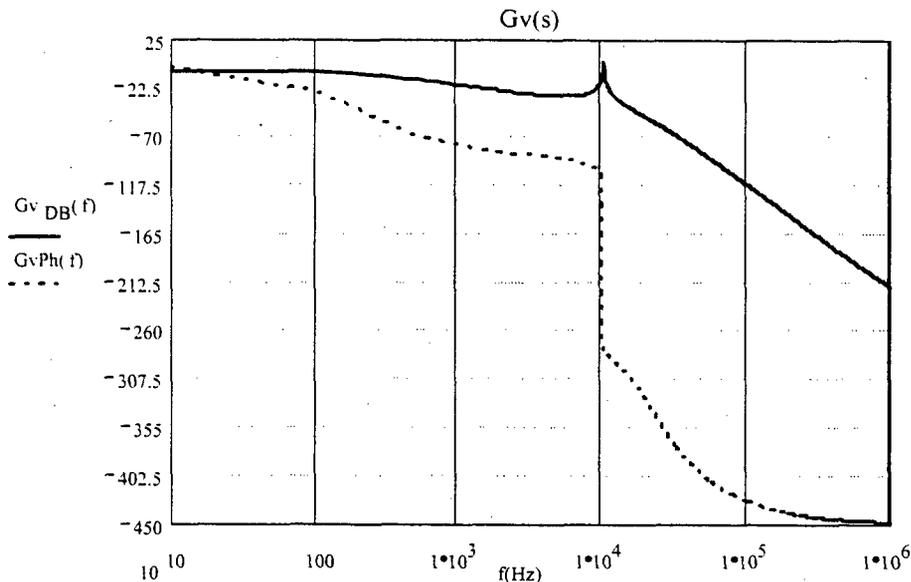


Fig. 4.26- Diagrama de Bode da função $Gv(s)$ sem o compensador de tensão.

Devido à presença do filtro Π na saída do conversor boost, o módulo e a fase da função de transferência de laço aberto decrescem rapidamente após a frequência de 10kHz. Portanto, a frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser inferior a este valor para que o sistema opere de forma estável.

Portanto, valores reduzidos dos elementos do filtro Π resultam em respostas mais rápidas na malha de controle.

A capacitância de saída C_B é determinada em função das especificações de ondulação de tensão na carga. Porém, o capacitor de saída do conversor boost (C_A) e o indutor de entrada do conversor isolado (L_B) apresentam maior flexibilidade nas especificações de ondulação e na determinação dos seus valores, podendo-se também levar em consideração os critérios de controle na determinação destes valores.

Adotou-se o compensador proporcional-integral com filtro na implementação da malha de controle de tensão. A função de transferência deste regulador é apresentada na equação 4.62.

$$Cv(s) = K_v \cdot K_{vf} \cdot \frac{(s + \omega_{vz})}{s \cdot (s + \omega_{vp})} \quad (4.62)$$

Para a operação estável do conversor adotou-se uma frequência de cruzamento de 1kHz para a malha de tensão. O compensador de tensão deve inserir um ganho de 16dB para obter esta frequência de cruzamento.

Portanto, o ganho do regulador de tensão é calculado por:

$$K_v = \frac{1}{\frac{-16}{10^{20}}} = 6,3 \quad (4.63)$$

Considerando:

- A frequência do zero igual a 1kHz.
- A frequência do pólo igual a 5kHz.

Desta forma define-se:

$$\omega_{vz} = 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 6,283 \cdot 10^3 \quad (4.64)$$

$$\omega_{vp} = 2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^3 = 3,142 \cdot 10^4 \quad (4.65)$$

$$K_{vf} = \omega_{vp} = 3,142 \cdot 10^4 \quad (4.66)$$

O diagrama de Bode do compensador de tensão é apresentado na figura 4.27.

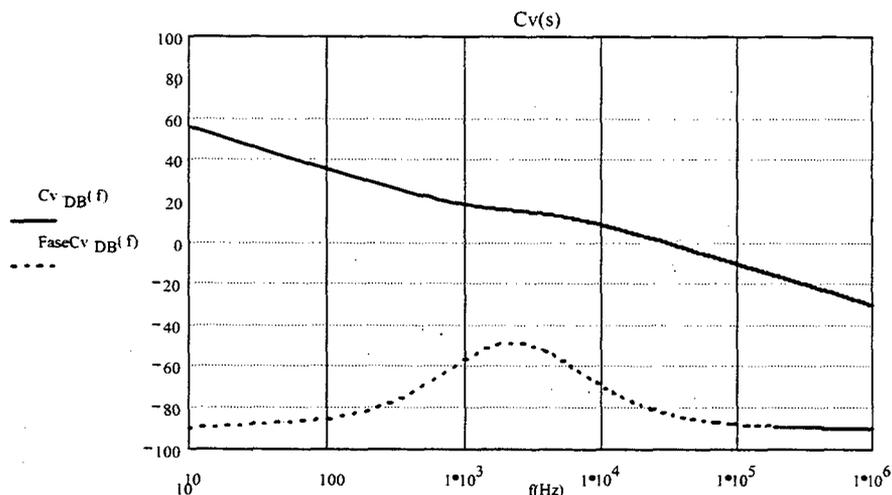


Fig. 4.27- Diagrama de Bode do compensador de tensão.

Com o regulador de tensão calculado, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão é definida pela equação 4.67 e apresentada na figura 4.28.

$$G(s) = C_v(s) \cdot H_v(s) \cdot Z_v(s) \cdot K_o \cdot a \quad (4.67)$$

A frequência de cruzamento obtida na malha de tensão é próxima de 1kHz e a margem de fase é igual a 47°.

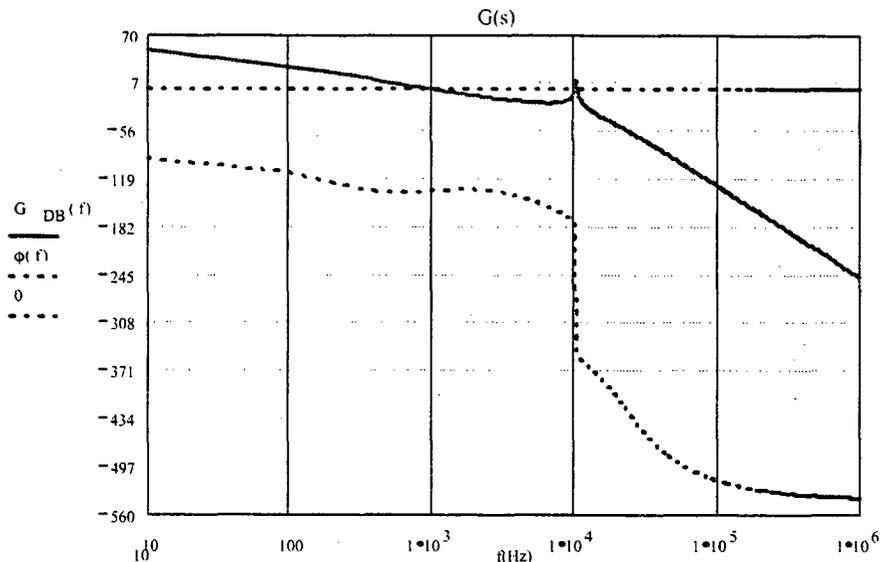


Fig. 4.28- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão.

O circuito prático para a implementação do regulador de tensão é o mesmo usado para a implementação do regulador de corrente.

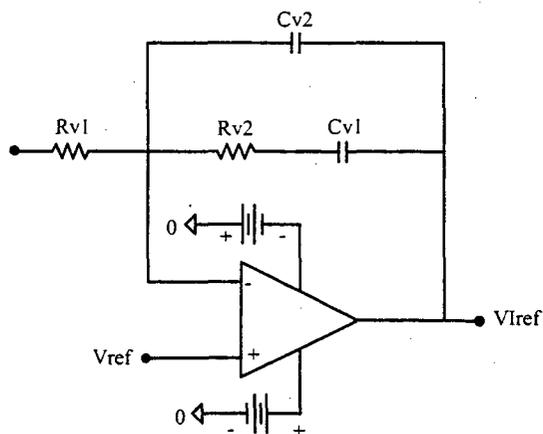


Fig. 4.29- Circuito do regulador de tensão.

A função de transferência deste regulador é apresentada na equação 4.68.

$$C_v(s) = \frac{1}{(C_{v1} + C_{v2}) \cdot R_{v1}} \cdot \frac{(C_{v1} \cdot R_{v2} \cdot s + 1)}{s \cdot \left[\left(R_{v2} \cdot \frac{C_{v1} \cdot C_{v2}}{C_{v1} + C_{v2}} \right) \cdot s + 1 \right]} \tag{4.68}$$

Considerando:

$$C_{v1} = 1 \text{ nF}$$

Os outros componentes são calculados por:

$$R_{v2} = \frac{1}{C_{v1} \cdot \omega_Z} = 160 \text{ k}\Omega \tag{4.69}$$

$$C_{i2} = \frac{C_{v1}}{(C_{v1} \cdot R_{v2} \cdot \omega_{vp}) - 1} = 250\text{pF} \quad (4.70)$$

$$R_{v1} = \frac{1}{K_v \cdot K_{vf} \cdot C_{v2}} = 20\text{k}\Omega \quad (4.71)$$

O diagrama de bode obtido com a equação 4.68 utilizando os componentes calculados é o mesmo apresentado na figura 4.27.

4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DO CONTROLE MODO CORRENTE

A análise teórica e o procedimento de projeto do controle modo corrente desenvolvido é verificado via simulação, considerando os parâmetros e especificações dos componentes definidos no item 4.4.

O circuito simulado é apresentado na figura 4.30.

Os resistores R33, R34, R35 e R36 são utilizados para minimizar os problemas de convergência apresentados durante as simulações.

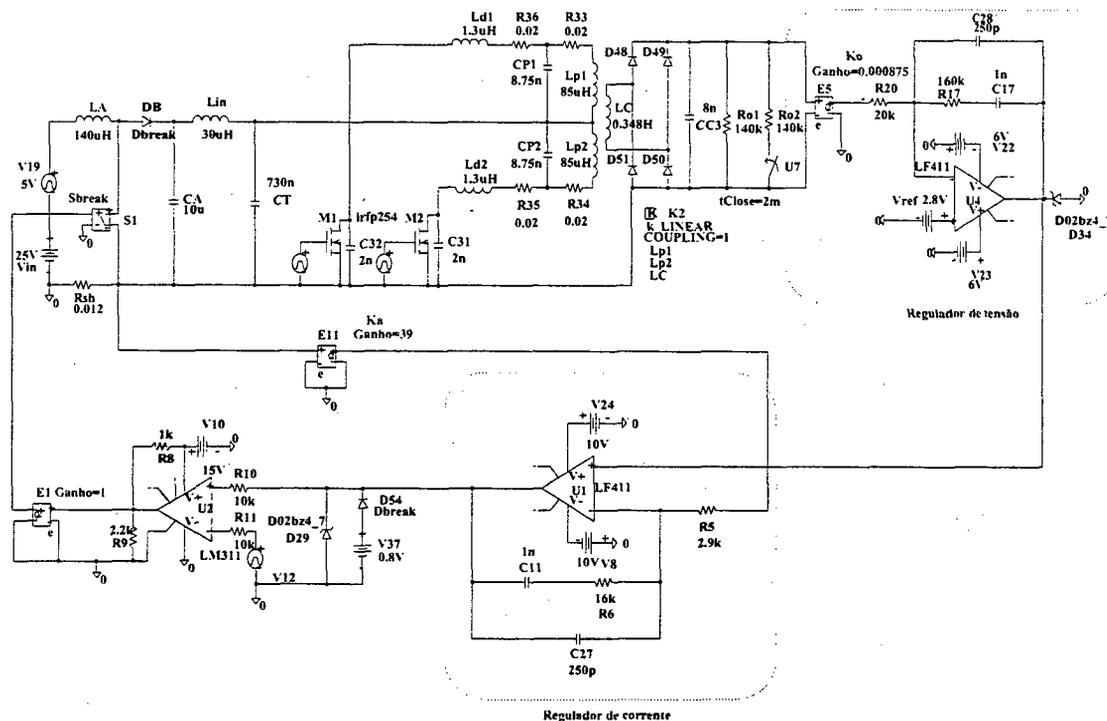


Fig. 4.30- Circuito simulado do controle modo corrente da estrutura de dois estágios.

A fonte de tensão controlada por tensão E11 implementa de forma idealizada o ganho K_i da malha de corrente. A fonte de tensão controlada por tensão E5 implementa de forma idealizada o sensor de tensão. Em uma implementação prática pode-se utilizar um divisor resistivo.

A figura 4.31 apresenta o comportamento da tensão de saída para uma variação em degrau da tensão de entrada de 25V para 30V. O tempo de resposta do controle é em torno de 500 μ s.

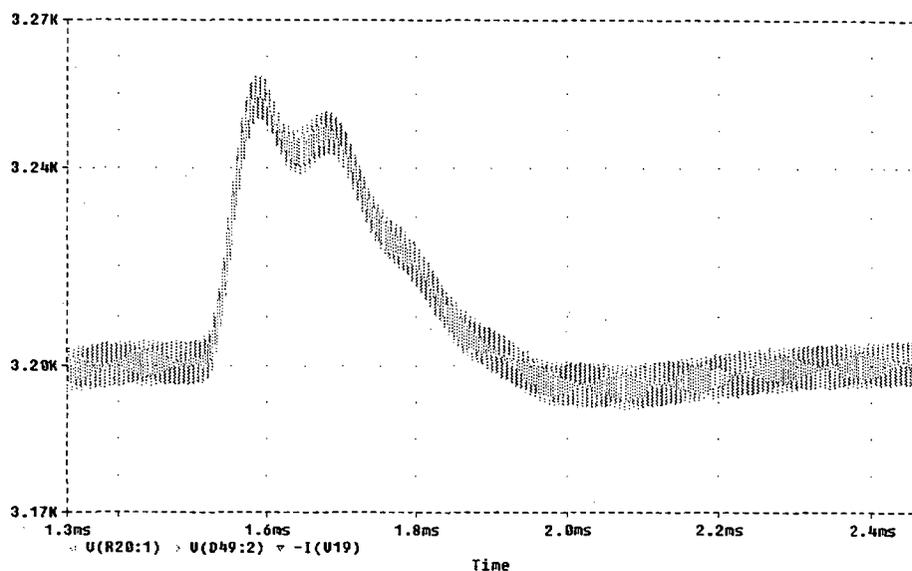


Fig. 4.31- Transitório da tensão de saída para um incremento de 5V na tensão de entrada.

O transitório da tensão de saída considerando a inserção de carga, variando de 73W para 150W, é apresentado na figura 4.32. O tempo de resposta também é em torno de 500 μ s.

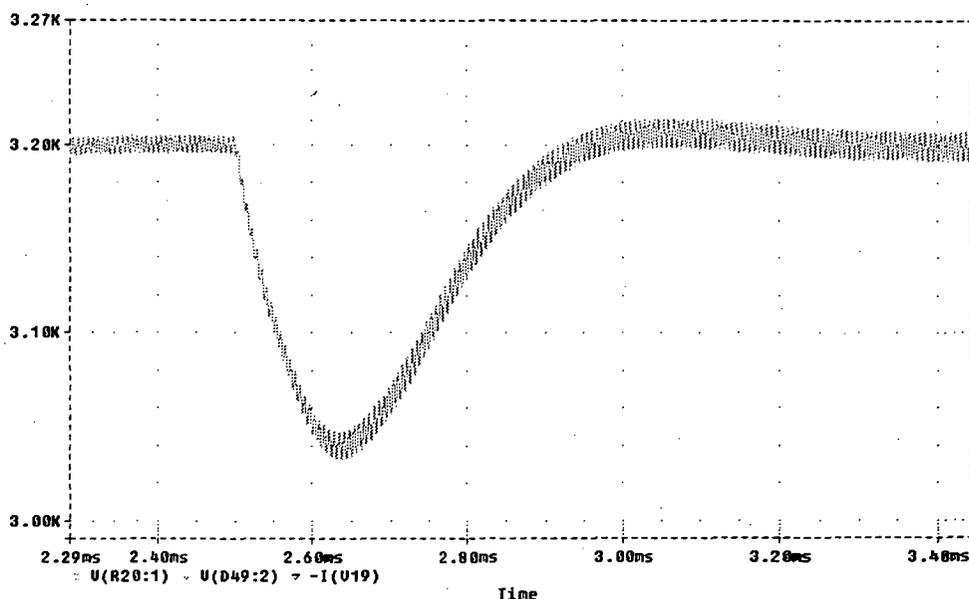


Fig. 4.32- Transitório da tensão de saída considerando um incremento na potência de saída.

A condição de operação com sobrecarga é apresentada na figura 4.33. A corrente de entrada é limitada em 10A. Devido à limitação da corrente de entrada, a tensão de saída decresce até atingir o valor de 2,65kV.

Portanto, no caso de uma eventual descarga elétrica na seção de alta tensão, se houver sobrecarga, o controle irá reduzir a tensão de saída.

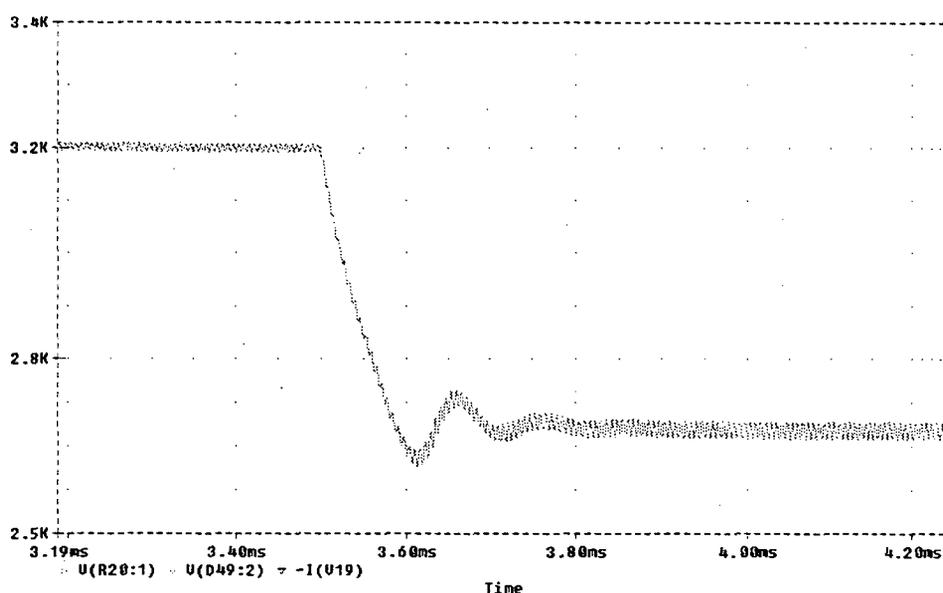


Fig 4. 33- Tensão de saída na operação com sobrecarga.

A figura 4.34 apresenta a corrente de entrada e a tensão de saída dividida por um fator igual a 380, para permitir a visualização das duas formas de onda simultaneamente.

Para um período de simulação de até 1,5ms, a corrente de entrada é igual a 4A, a tensão de entrada é igual a 25V e a tensão de saída igual a 3200V. Após 1,5ms de simulação, a tensão de entrada é aumentada para 30V e a corrente de entrada reduz-se para 3A. Após o transitório, a tensão de saída retorna ao valor de 3200V.

Após 2,5ms de simulação, a potência de saída é aumentada para o valor nominal (150W) e após o transitório a tensão de saída estabilizou-se em 3200V.

Após 3,5ms de simulação, a potência de saída foi aumentada, fazendo com que o conversor entrasse na condição de sobrecarga. Desta forma, o controle atuou limitando a corrente de entrada em 10A e como consequência, houve a redução da tensão de saída.

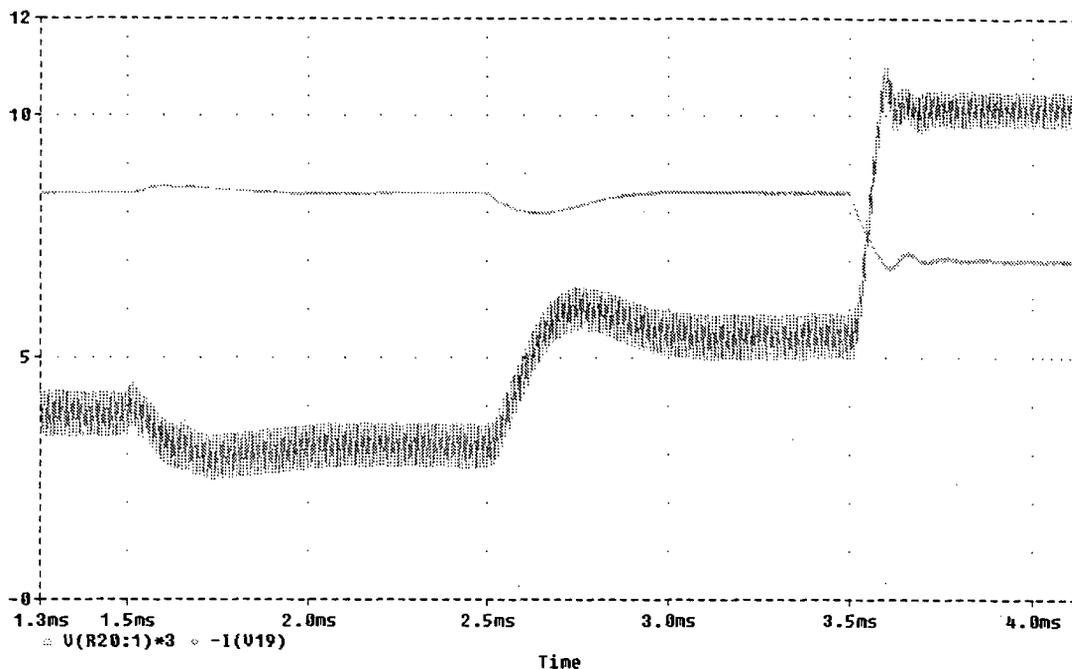


Fig. 4.34- Corrente de entrada e tensão de saída (dividida por 380) para diferentes transitórios.

O transitório de rejeição de carga, reduzindo-se a potência de saída de 150W para 73W, é apresentado na figura 4.35.

A tensão no capacitor conectado ao terminal central do transformador (C_T) deve apresentar a mesma característica transitória que a tensão de saída do conversor isolado. Isto ocorre pois os capacitores de filtro no lado de alta tensão são referidos ao primário no circuito equivalente utilizado no desenvolvimento do controle deste conversor, resultando no paralelismo dos capacitores de filtro com o capacitor C_T .

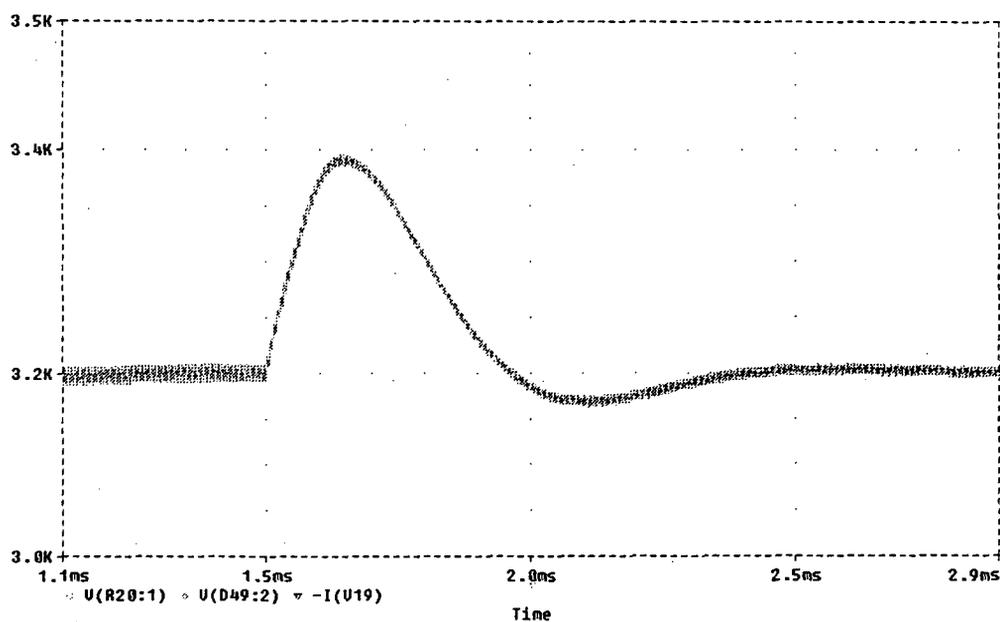


Fig. 4.35- Transitório da tensão de saída na rejeição de carga.

Portanto, como o capacitor C_T apresenta a mesma característica transitória da tensão de saída, avaliou-se o desempenho do controle considerando o monitoramento da tensão sobre o capacitor C_T e não mais a tensão total de saída catodo-anodo (kV).

Todos os valores calculados e utilizados nas simulações anteriores com o monitoramento no lado de alta tensão permanecem os mesmos, com exceção do ganho K_o , pois a tensão a ser monitorada agora é igual a 50V.

Portanto:

$$K_o = \frac{2,8}{50} = 0,056$$

Desta forma, o circuito a ser simulado é idêntico ao da figura 4.30, com exceção da fonte de tensão controlada por tensão E5, cujo ganho é ajustado para o novo valor de K_o calculado. O sensor de tensão E5 que anteriormente monitorava a tensão total de saída, agora é conectado de forma a monitorar a tensão sobre o capacitor C_T .

Embora o capacitor C_T apresente a mesma característica transitória da tensão de saída, espera-se que com o controle no lado primário, haja a existência de um erro estático na tensão de saída em função das quedas de tensão no lado secundário do transformador (enrolamentos e componentes) que agora não são compensadas pelo controle.

Nas simulações realizadas com o monitoramento da tensão em C_T , os resistores utilizados devido aos problemas de convergência (R33, R34, R35 e R36), apresentam influência direta na regulação obtida na simulação com controle no lado primário.

A ondulação de tensão no capacitor C_T , devido à operação do conversor push-pull, é eliminada pelo filtro do controlador, pois esta ondulação é igual ao dobro da frequência de comutação do conversor isolado (160kHz).

Os transitórios considerados nas simulações com o monitoramento de tensão no lado de baixa tensão (C_T) são os mesmos considerados nas simulações com o monitoramento no lado de alta tensão (catodo-anodo).

A figura 4.36 apresenta a tensão de saída para um transitório em degrau da tensão de entrada de 25V para 30V.

O tempo de resposta é próximo do valor apresentado na figura 4.31, entretanto, devido ao erro estático, a tensão de saída é inferior a 3,2kV.

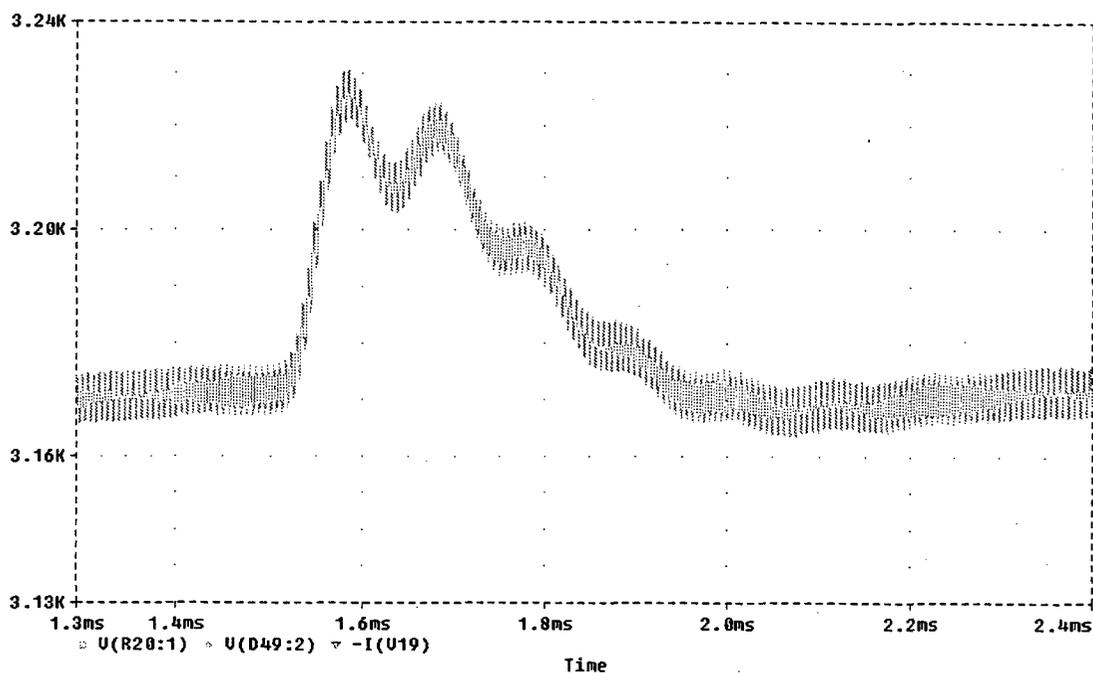


Fig. 4.36- Transitório da tensão de saída para um incremento de 5V na tensão de entrada (monitoramento de tensão em C_T).

A transição da tensão de saída para uma inserção de carga de 73W para 150W é apresentada na figura 4.37.

A resposta transitória apresentada é semelhante a apresentada na figura 4.32, porém o erro estático aumenta com a corrente de carga.

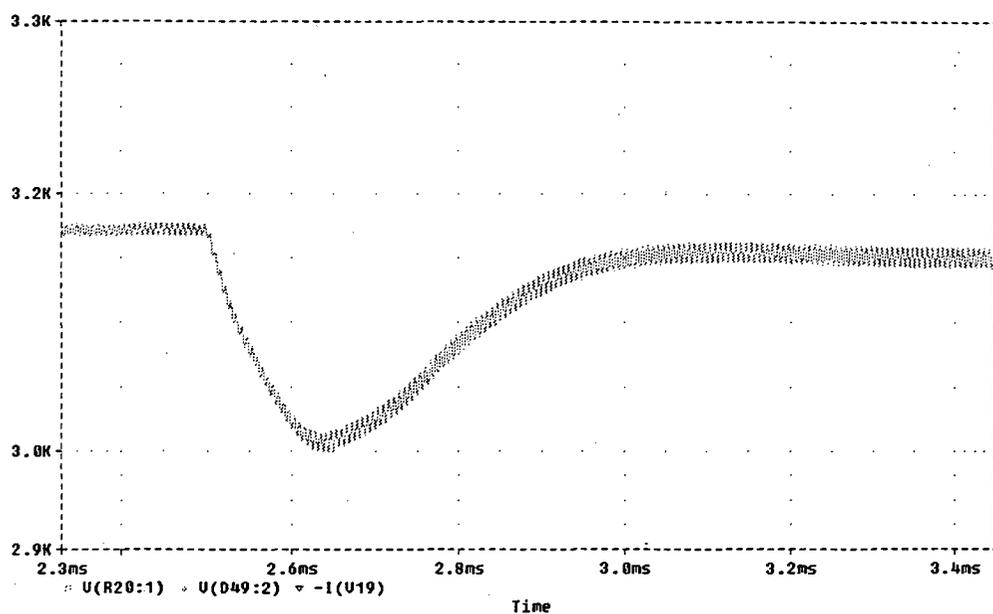


Fig. 4.37- Transitório da tensão de saída considerando um incremento na potência de saída (monitoramento de tensão em C_T).

A variação da tensão de saída para uma redução de potência de 150W para 73W é apresentada na figura 4.38.

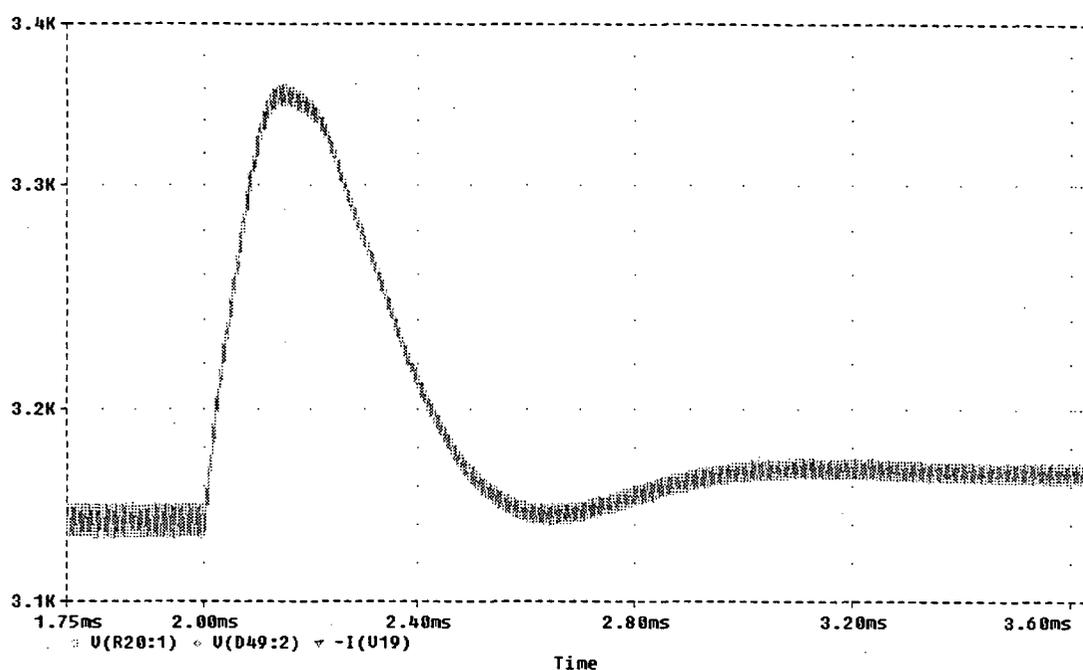


Fig. 4.38- Transitório da tensão de saída na rejeição de carga (monitoramento de tensão em C_T).

4.6 - IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito prático adotado na implementação do circuito de controle do conversor composto por dois estágios é apresentado na figura 4.39.

Para simplificar a implementação do circuito de controle da estrutura, utilizou-se o circuito integrado UC3854 (Unitrode) [35]. Este componente é largamente empregado em conversores CA-CC com elevado fator de potência. Tendo sido desenvolvido para a implementação do controle modo corrente, este CI apresenta características adequadas para a utilização no circuito de controle proposto neste capítulo.

A corrente de entrada do conversor boost é monitorada por um resistor shunt e aplicada ao compensador de corrente interno do UC3854.

Entretanto, na malha de tensão, a amostra da tensão de saída do conversor não pode ser aplicada diretamente ao amplificador operacional interno do UC3854, pois é necessário manter o isolamento entre os circuitos de alta e baixa tensão. Para esta finalidade, utilizou-se o circuito integrado UC3901 [35], no qual é implementado o compensador de tensão no lado de alta tensão, sendo que o sinal de erro obtido é aplicado a um modulador em amplitude de alta frequência, interno ao UC3901, e a um pequeno transformador com

elevada capacidade de isolamento. O sinal de erro modulado é então referido ao enrolamento secundário do transformador de sinal, sendo posteriormente retificado e filtrado, recompondo o sinal de erro no circuito de baixa tensão. Como a frequência de modulação utilizada é muito elevada (acima de 1MHz), a influência do filtro na dinâmica do sinal de erro pode ser desprezada.

O amplificador operacional do compensador de tensão interno ao UC3854 é configurado de forma a não alterar o sinal de erro já compensado no UC3901, sendo este aplicado ao multiplicador interno do UC3854.

Para simplificar a apresentação do circuito de controle implementado, o conversor de alta tensão da figura 4.39 está representado com apenas um enrolamento secundário, retificador e filtro de saída. Entretanto, o estágio de saída implementado no qual o circuito de controle foi testado, apresenta sete saídas cujas especificações e componentes utilizados estão apresentados na figura 3.38, com tensão de saída total de 3200V.

O conversor de alta tensão isolado opera com razão cíclica e frequência de comutação constante. Para a implementação do circuito de comando deste conversor, utilizou-se o circuito integrado UC3525.

4.6.1 - PROJETO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO CIRCUITO DE CONTROLE

O procedimento de projeto dos componentes periféricos dos circuitos integrados UC3854, UC3525 e UC3901 é descrito nos catálogos destes componentes [35]. Portanto, será apresentada somente a determinação dos componentes utilizados nos compensadores do circuito de controle.

Devido aos problemas de ruído gerados pela disposição dos componentes e das trilhas do circuito implementado, que ocasionaram interferências na atuação do circuito de controle, utilizaram-se malhas de controle mais lentas na implementação prática, com relação as que foram utilizadas nas simulações.

Na implementação prática, o valor da capacitância de saída do conversor boost (C_a) teve que ser aumentada em função do valor de corrente eficaz que circula por este capacitor.

Também a indutância de entrada do conversor push-pull (L_b) foi reduzida de forma a obter um cancelamento mais efetivo dos pólos na função de transferência. O valor mínimo desta indutância foi obtido experimentalmente, no qual mantiveram-se as características de funcionamento do conversor e a análise matemática desenvolvida, mantendo o comportamento de uma fonte de corrente.

O resistor shunt foi aumentado de $0,012\Omega$ para $0,100\Omega$, com o objetivo de minimizar os problemas com ruídos no circuito de controle. Porém, esta alteração não apresentou mudanças no comportamento do controle com relação a este aspecto.

Portanto, as especificações e os principais componentes do conversor de dois estágios implementado, no qual o circuito de controle foi testado, são apresentadas abaixo:

Tensão mínima de alimentação do satélite:	$V_{CCmin}=26V$
Tensão máxima de alimentação do satélite:	$V_{CCmax}=44V$
Tensão de saída do conversor boost:	$V_2=50V$
Tensão de saída total do conversor de alta tensão:	$V_o=3200V$
Potência de saída do conversor isolado:	$P_o=150W$
Frequência de comutação do conversor boost:	$F_s=120kHz$
Resistência de carga nominal referida ao lado primário:	$R_{op}=16,65\Omega$
Capacitância de saída do conversor boost:	$C_a=220\mu F$

Capacitância de saída total do conversor de alta tensão, referida ao lado primário: $C_b=50\mu\text{F}$

Resistor shunt: $R_s=100\text{m}\Omega$

Indutância de entrada do conversor boost: $L_a=128\mu\text{H}$

Indutância de entrada do conversor push-pull: $L_b=4\mu\text{H}$

4.6.1.1 - COMPENSADOR DE CORRENTE

A função de transferência de controle da malha de corrente do conversor de dois estágios é determinada através da equação 4.36 e a sua resposta em frequência é apresentada na figura 4.40, considerando as especificações e componentes definidos anteriormente.

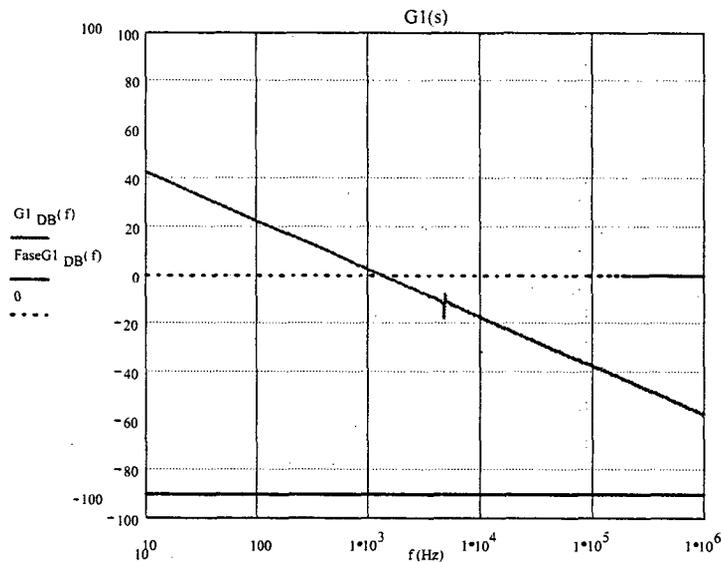


Fig. 4.40- Diagrama de Bode da função de transferência do conversor.

Considerando-se:

- A frequência de cruzamento vinte e cinco vezes menor do que a frequência de comutação.
- A frequência do zero igual a 2 kHz.
- A frequência do pólo oito vezes menor do que a frequência de comutação.

Substituindo estes valores tem-se:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{25} = 3,016 \cdot 10^4 \quad (4.72)$$

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^3 = 1,257 \cdot 10^4 \quad (4.73)$$

$$\omega_p = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{8} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{90 \cdot 10^3}{8} = 6,283 \cdot 10^4 \quad (4.74)$$

O ganho K_i pode ser calculado pela equação 4.75, conforme apresentado em [25].

$$K_i = \frac{\omega_c^2}{K_p \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (4.75)$$

Onde:

$$K_p = \frac{R_{sh}}{V_p} \cdot \frac{V_2}{L_A} = \frac{0,1}{5} \cdot \frac{50}{128 \cdot 10^{-6}} = 8,68 \cdot 10^3 \quad (4.76)$$

Portanto:

$$K_i = \frac{(2,262 \cdot 10^4)^2}{8,68 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{(2,262 \cdot 10^4)^2 + (1,257 \cdot 10^4)^2}} = 2,278 \quad (4.77)$$

O ganho K_f é definido por:

$$K_f = \omega_p \quad (4.78)$$

$$K_f = 6,2873 \cdot 10^4$$

O compensador de corrente implementado com a utilização do UC3854 é apresentado na figura 4.41.

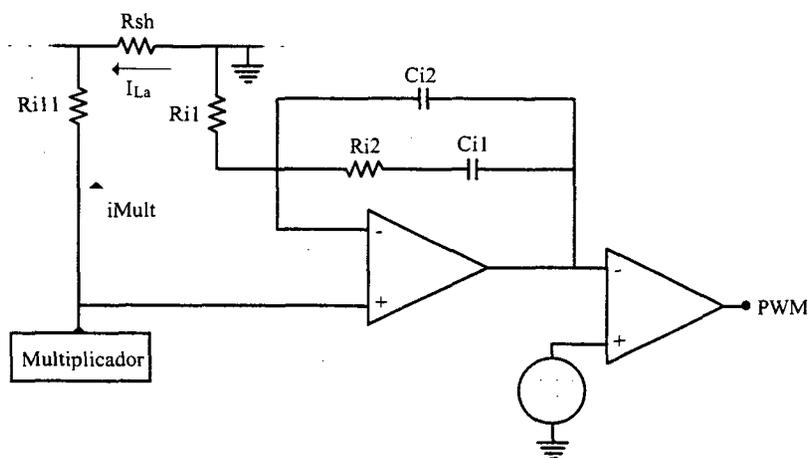


Fig. 4.41- Compensador de corrente implementado com o UC3854.

Conforme apresentado em [25], a função de transferência do compensador de corrente, na configuração utilizada com o UC3854, apresentada na figura 4.41, é determinada pela equação 4.79 e os componentes do compensador de corrente podem ser calculados através das equações 4.80, 4.81 e 4.82.

$$C_i(s) = \frac{1}{R_{i1} \cdot C_{i2}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{i2} \cdot C_{i1}} \right)}{s \cdot \left[s + \left(R_{i2} \cdot \frac{C_{i2} + C_{i1}}{C_{i1} \cdot C_{i2}} \right) \right]} \quad (4.79)$$

Considerando-se:

$$R_{i1} = 4,7k\Omega$$

Calcula-se os outros componentes do compensador de corrente por:

$$C_{i2} = \frac{1}{K_i \cdot K_f \cdot R_{i1}} = 1,3nF \quad (4.80)$$

Utilizou-se o valor comercial $C_{i2} = 1,5nF$

$$R_{i2} = \frac{1}{C_{i2} \cdot (\omega_p - \omega_z)} = 11,47k\Omega \quad (4.81)$$

Utilizou-se o valor comercial $R_{i2} = 12k\Omega$.

$$C_{i1} = \frac{1}{\omega_z \cdot R_{i2}} = 8nF \quad (4.82)$$

Utilizou-se o valor comercial $C_{i1} = 10nF$

O diagrama de bode do regulador de corrente é obtido substituindo os valores dos componentes calculados na equação 4.79.

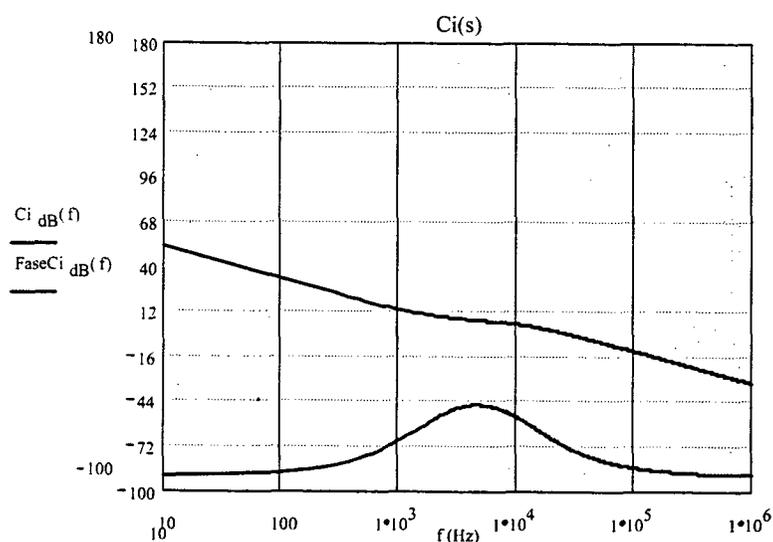


Fig. 4.42- Diagrama de Bode do compensador de corrente.

O diagrama de Bode da malha de corrente com o compensador calculado é apresentado na figura 4.43.

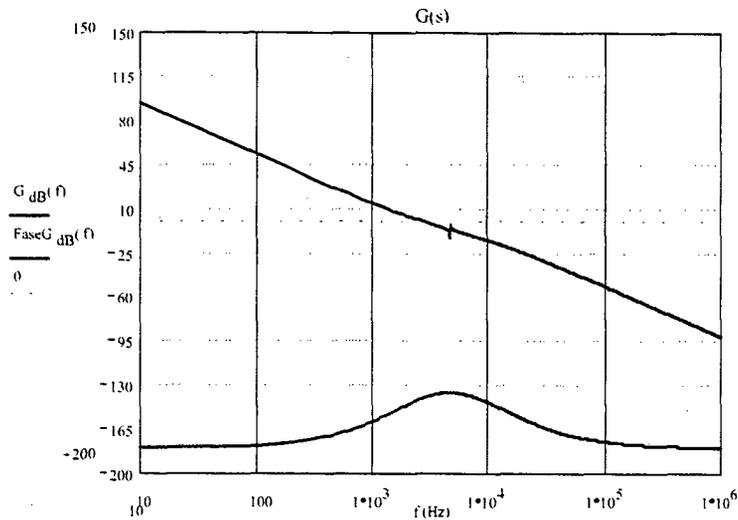


Fig. 4.43- Diagrama da malha de corrente com o compensador projetado.

4.6.1.2 - COMPENSADOR DE TENSÃO

A função de transferência da malha de tensão sem compensação, apresentada na figura 4.44, é obtida com a equação 4.58, considerando os componentes e especificações anteriormente definidas.

A tensão interna de referência do circuito integrado UC3901 é igual a 1,5V. Portanto, a constante K_o da malha de tensão, que representa o divisor resistivo que monitora a tensão de saída, é calculada por:

$$K_o = \frac{1,5}{3200} = 0,00046875$$

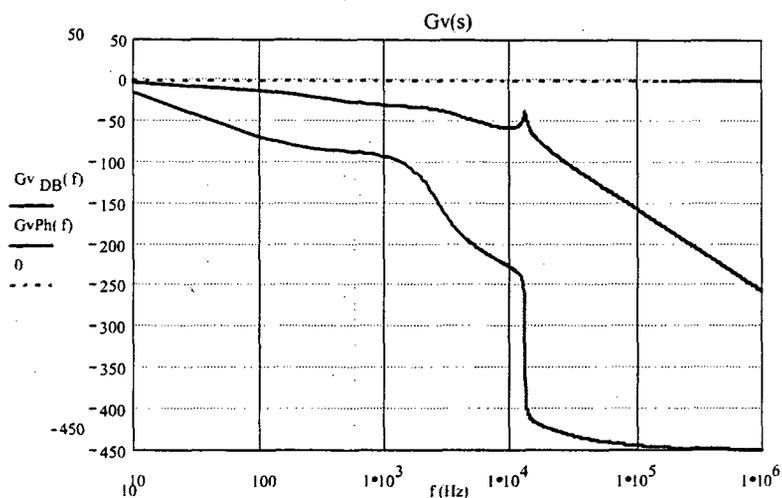


Fig. 4.44- Diagrama da malha de corrente com o compensador projetado.

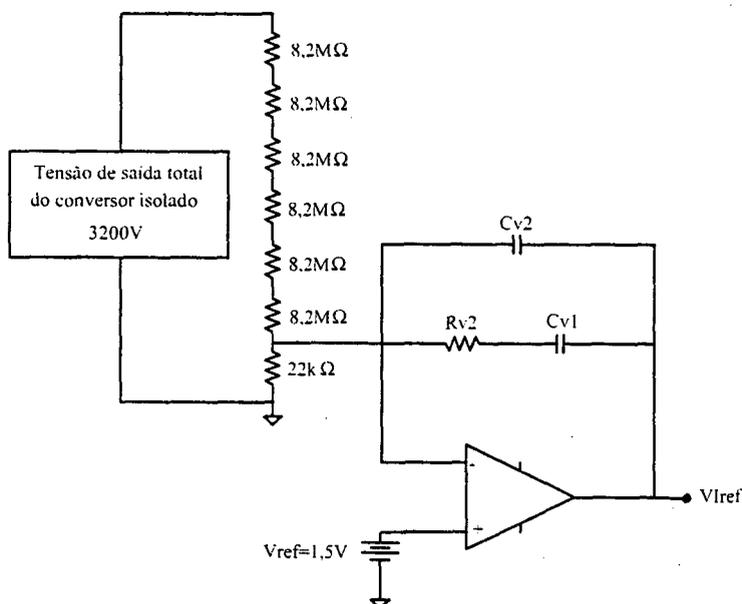


Fig. 4.45- Compensador de tensão implementado.

O compensador utilizado na implementação da malha de tensão é apresentado na figura 4.45.

A constante K_o é definida pelo divisor resistivo da tensão de saída composto por oito resistores de $8,2\text{M}\Omega$ conectados em série e um resistor de $22\text{k}\Omega$.

Desta forma, o resistor equivalente de entrada do compensador de tensão (R_{v1}) é calculado pela equação 4.83.

$$R_{v1} = \frac{8,2 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 22 \cdot 10^3}{8,2 \cdot 10^6 \cdot 6 + 22 \cdot 10^3} = 21,99\text{k}\Omega \quad (4.83)$$

Adotou-se uma frequência de cruzamento de 50Hz para a malha de tensão. Para isto, o ganho do regulador de tensão deverá ser igual a:

$$K_v = \frac{1}{\frac{-10}{10 \cdot 20}} = 3,16 \quad (4.84)$$

Considerando:

- A frequência do zero igual a 50Hz.
- A frequência do pólo igual a 10kHz.

Desta forma calcula-se:

$$\omega_{vz} = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,159$$

$$\omega_{vp} = 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 = 6,284 \cdot 10^4$$

$$K_{vf} = \omega_{vp} = 6,284 \cdot 10^4$$

Sendo $R_{v1}=21,99k\Omega$, calculado pela equação 4.83, os outros componentes do compensador de tensão podem ser calculados por:

$$C_{v2} = \frac{1}{K_v \cdot K_{vf} \cdot R_{v1}} = 220\text{pF} \quad (4.85)$$

$$C_{v1} = \left[\left(\frac{\omega_{vp}}{\omega_{vz}} \right) - 1 \right] \cdot C_{v2} = 47\text{nF} \quad (4.86)$$

$$R_{v2} = \frac{1}{C_{v1} \cdot \omega_{vz}} = 68k\Omega \quad (4.87)$$

O diagrama de Bode do compensador de tensão é apresentado na figura 4.46.

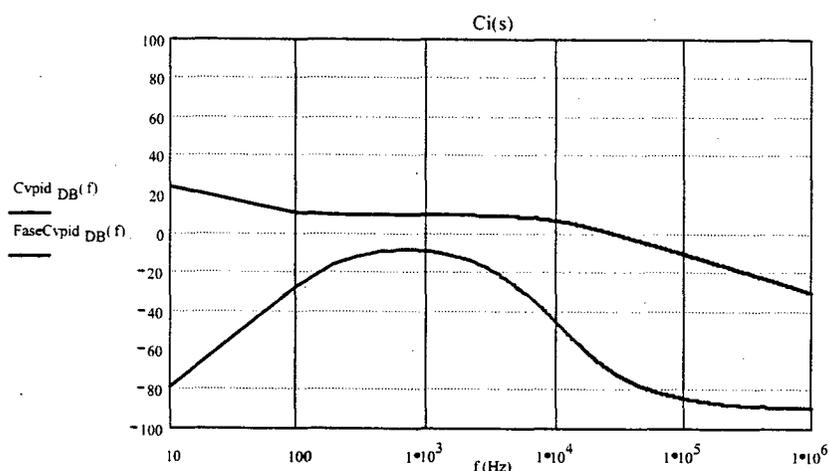


Fig. 4.46- Diagrama de Bode do compensador de tensão implementado.

Com o regulador de tensão calculado, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão é definida pela equação 4.67 e apresentada na figura 4.47.

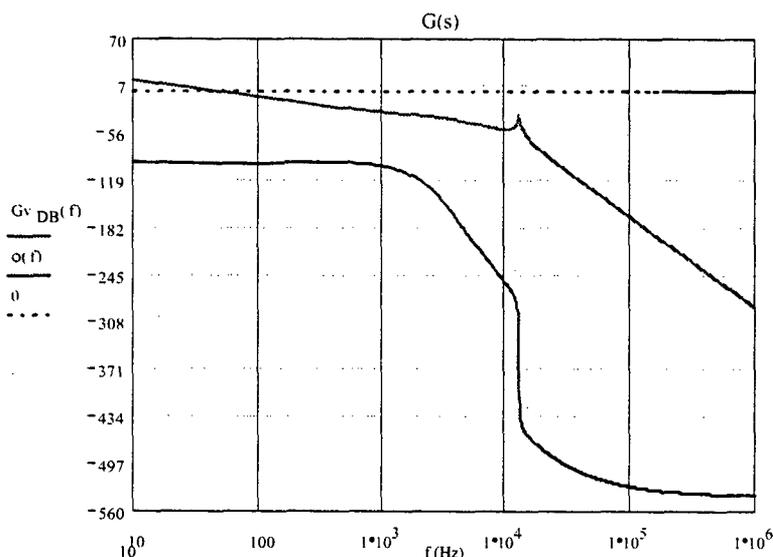


Fig. 4.47- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão.

4.6.1.3 - ADAPTAÇÃO DO SINAL DE ERRO DO UC3901 AO FUNCIONAMENTO DO UC3854

O circuito integrado UC3854 possui internamente dois amplificadores operacionais para a implementação das malhas de controle de tensão e corrente. Entretanto, na concepção deste circuito integrado, não foi prevista a sua utilização em conversores isolados, nos quais o compensador de tensão pode ser implementado externamente, como no caso do emprego do UC3901.

O amplificador operacional da malha de tensão do UC3854 tem uma de suas entradas conectada internamente a uma tensão de referência, sendo portanto necessário adotar uma configuração que permita inserir o sinal de erro compensado no UC3901, diretamente no multiplicador do UC3854. Além disso, o sinal de erro compensado obtido na saída modulada do UC3901, apresenta lógica invertida. Isto é, quando o erro é nulo, a tensão de saída modulada é máxima e quando o erro compensado é máximo, a tensão de saída é zero.

Portanto, o circuito implementado deve transformar o sinal de erro na saída do UC3901 (V_e) no sinal a ser aplicado ao multiplicador do UC3854 (V_a), conforme apresentado na figura 4.48.

A figura 4.49 apresenta o amplificador operacional interno do UC3854, utilizado na malha de tensão. Devido ao fato de a entrada não inversora do amplificador operacional estar conectada internamente à fonte de referência do UC3854 (V_{ref}), deve-se adicionar um nível contínuo de tensão (V_1) ao valor da tensão de erro compensada proveniente do

UC3901 (V_ϵ), para que este sinal seja corretamente aplicado ao multiplicador interno do UC3854.

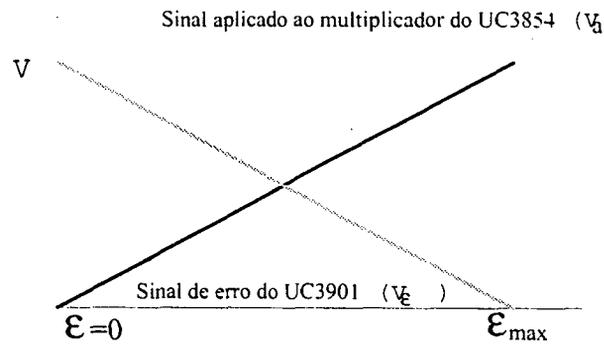


Fig. 4.48- Circuito de controle implementado.

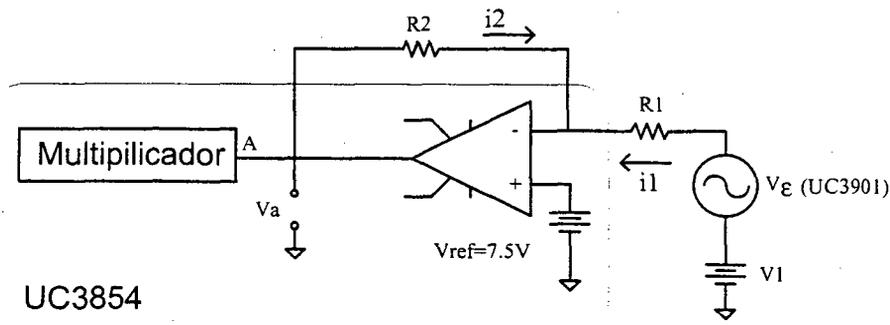


Fig. 4.49- Circuito de adaptação do sinal V_ϵ ao multiplicador interno do UC3854.

Sendo:

$$i_1 + i_2 = 0 \quad (4.88)$$

$$i_1 = \frac{(V_1 - V_\epsilon) - V_{ref}}{R_1} \quad (4.89)$$

$$i_2 = \frac{V_a - V_{ref}}{R_2} \quad (4.90)$$

Substituindo-se as equações 4.89 e 4.90 em 4.88 e considerando-se o nível de tensão V_1 igual à tensão de referência, tem-se:

$$V_1 = V_{ref}$$

$$R_2 \cdot V_\epsilon + R_1 \cdot V_a - R_1 \cdot V_{ref} = 0 \quad (4.91)$$

Portanto, a tensão V_a representada na figura 4.49, é definida por:

$$V_a = V_{ref} - V_\epsilon \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (4.92)$$

Desta forma, ajusta-se o ganho definido pelos resistores R1 e R2, para que quando o erro for nulo (valor máximo da tensão V_e), a tensão V_a seja igual a zero. Desta forma, pode-se obter o valor correto de V_a na entrada do multiplicador, em função do sinal V_e fornecido pelo UC3901, conforme apresentado na figura 4.48.

4.6.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a confirmação da análise realizada, o circuito de comando e controle apresentado na figura 4.39 foi implementado, sendo utilizados os componentes anteriormente calculados.

As figuras 4.50 e 4.51 apresentam respectivamente os transitórios de rejeição e inserção de carga, para uma variação de carga igual a 40W.

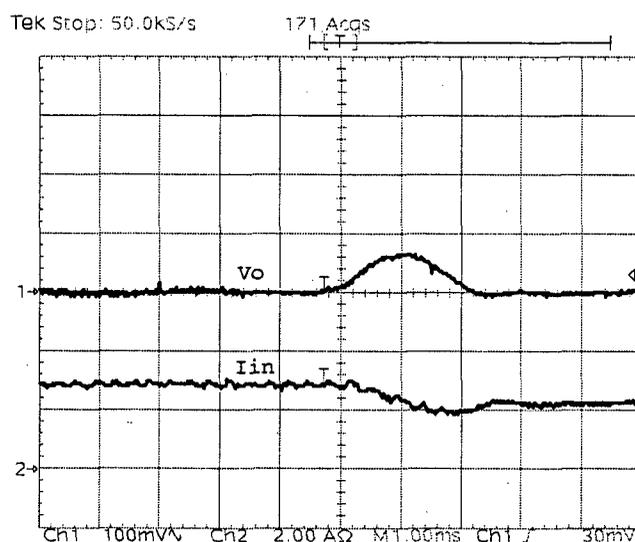


Fig. 4.50- Transitório de rejeição de carga (100V/2A/1ms/div).

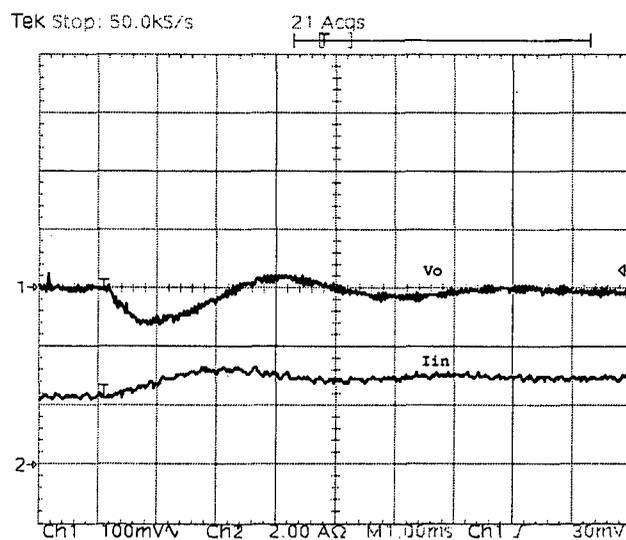
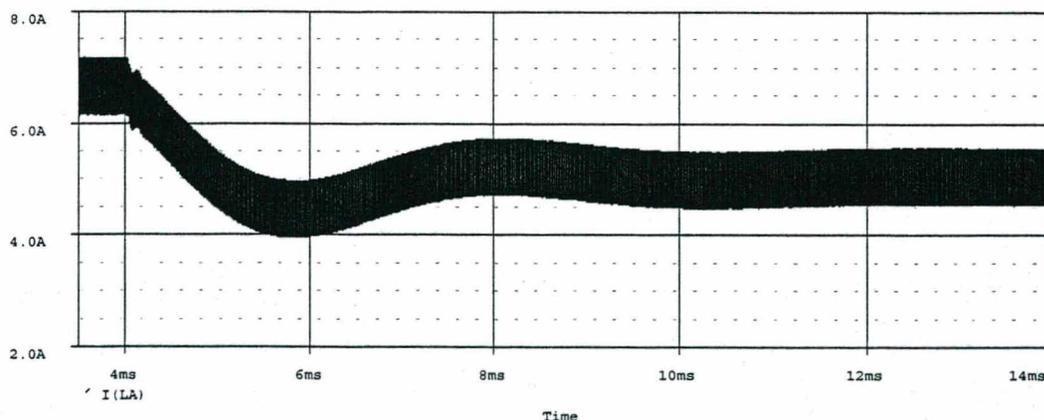
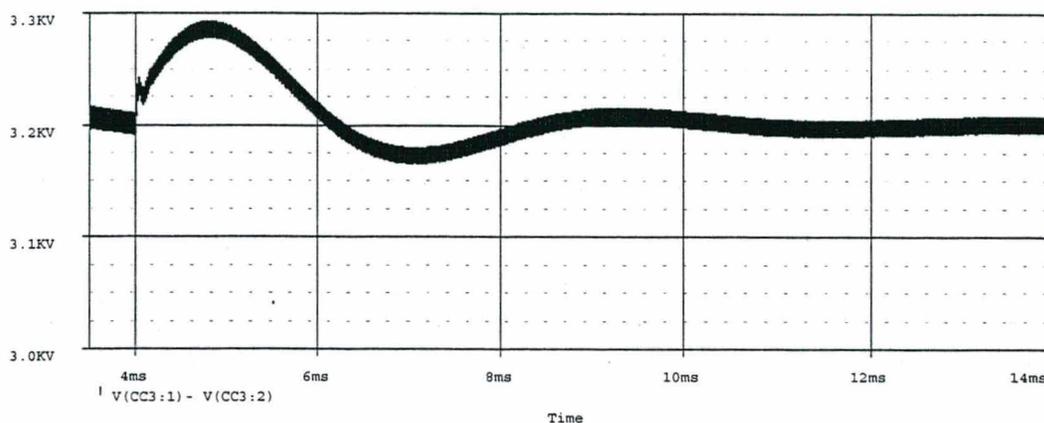


Fig. 4.51- Transitório de inserção de carga (100V/2A/1ms/div).

Observa-se que foi obtida uma resposta mais lenta do controle com relação aos resultados de simulação apresentados anteriormente, devido à redução da frequência de cruzamento nas malhas de tensão e corrente do circuito de controle implementado.

Para possibilitar uma comparação entre os resultados práticos e os obtidos por simulação, realizou-se uma nova simulação considerando os mesmos parâmetros da implementação experimental.

As figuras 4.52 e 4.53 apresentam respectivamente a tensão de saída e a corrente no indutor boost, no transitório de rejeição de carga igual a 40W.



As figuras 4.54 e 4.55 apresentam respectivamente a tensão de saída e a corrente no indutor boost, no transitório de inserção de carga de 40W.

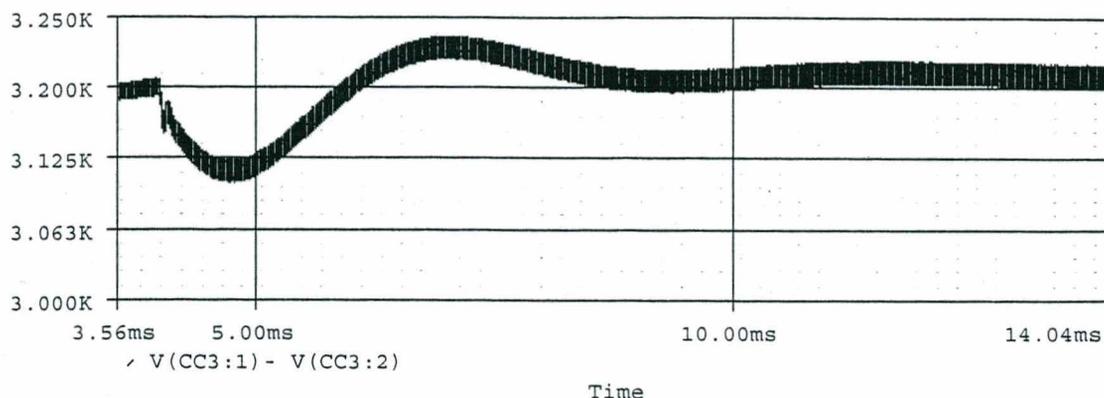


Fig. 4.54- Tensão de saída no transitório de inserção de carga.

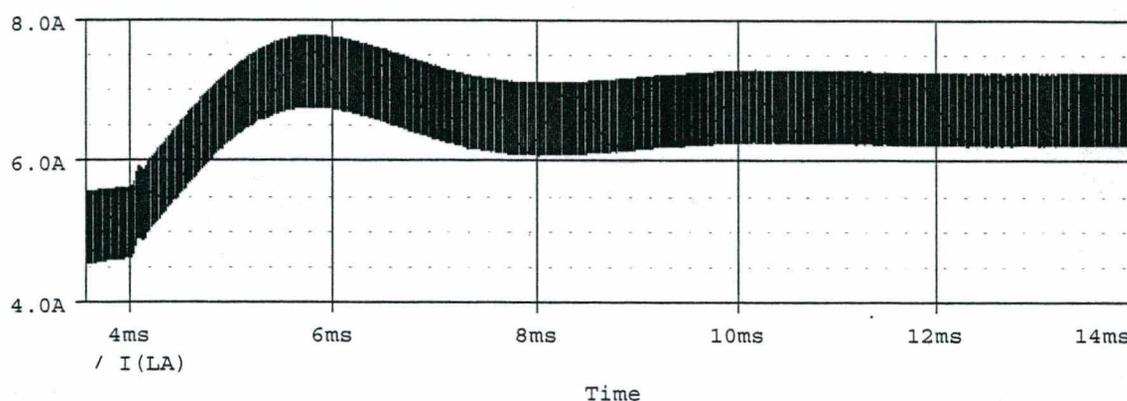


Fig. 4.55- Corrente de entrada no transitório de inserção de carga.

Observa-se que os resultados experimentais e os obtidos por simulação são muito semelhantes, considerando os mesmos parâmetros.

4.7 - CONCLUSÕES

O conversor push-pull ZVS/ZCS pode ser representado, na análise de transitório da estrutura de dois estágios, por um filtro LC composto pela indutância de entrada do conversor isolado e pela capacitância de saída total referida ao lado primário do transformador.

O conversor boost clássico com filtro capacitivo em sua saída, operando em série com o conversor push-pull ZVS/ZCS, resulta em um circuito equivalente de um conversor boost com filtro Π em sua saída. Este filtro Π é composto pelo capacitor de saída do conversor boost, e pelo par LC do conversor isolado.

A análise do conversor boost operando com um filtro de saída genérico Z_o foi desenvolvido e diferentes casos particulares considerados a partir desta análise genérica.

Este estudo mostrou que a função de transferência controle-saída ($i_{La}(s)/d(s)$) do conversor boost clássico com filtro capacitivo apresenta característica semelhante à do conversor boost com filtro Π quando a condição ($D^2 \cdot L_B \ll L_A$) é satisfeita. Neste caso ocorre o cancelamento dos pólos e zeros do filtro, apresentando comportamento semelhante ao filtro capacitivo clássico.

Como na aplicação em questão, o indutor do conversor boost (L_A) é sempre maior do que o indutor de entrada do conversor push-pull (L_B) e a razão cíclica do conversor boost é igual ou menor do que 0,5, esta condição pode ser considerada válida.

Portanto, o procedimento de projeto da malha de corrente assemelha-se com a do conversor boost clássico. Entretanto, o filtro Π apresenta influência importante no projeto da malha de tensão, diferindo do conversor boost clássico.

A alternativa do fechamento da malha de tensão no lado primário também foi avaliada nas simulações. A tensão no capacitor conectado ao terminal central do transformador (C_T) apresenta a mesma característica dinâmica da tensão de saída no lado de alta tensão. Entretanto, o controle da tensão no lado primário não compensa a queda de tensão ocorrida no lado secundário, podendo haver neste caso, um erro estático na tensão de saída proporcional a corrente de carga.

Os resultados experimentais obtidos com a implementação do circuito de controle proposto, comprovaram a análise teórica desenvolvida e a viabilidade da utilização da estrutura composta por dois estágios conectados em série.

CAPÍTULO - 5

CONVERSOR CC-CC ISOLADO OPERANDO COM ELEVADA TENSÃO DE SAÍDA - TOPOLOGIA DE ESTÁGIO ÚNICO

5.1 - INTRODUÇÃO

As estruturas compostas por dois estágios de processamento de potência conectados em série são largamente empregadas na implementação dos TWTA. Esta configuração permite a operação do conversor isolado em um ponto fixo, simplificando o seu funcionamento e permitindo a obtenção de elevado rendimento para a topologia isolada. Entretanto, a conexão série de conversores resulta na redução da eficiência total da estrutura.

Algumas estruturas com um único estágio de processamento de potência foram propostas de forma a simplificar a complexidade do circuito e obter rendimento elevado. Entretanto as contribuições encontradas na literatura neste sentido são muito limitadas.

A primeira estrutura com um único de estágio de processamento de potência encontrada através da revisão bibliográfica realizada neste trabalho, foi publicada em 1977 [26]. O circuito utilizado, apresentado na figura 5.1, baseia-se no conversor push-pull alimentado em corrente com ação do tipo flyback para a entrada.

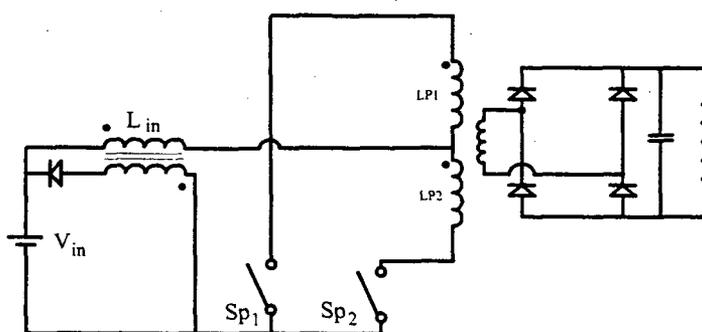


Fig. 5.1- Conversor push-pull alimentado em corrente, com ação flyback para a entrada.

As principais características de operação que podem ser ressaltadas para esta estrutura são:

- Opera com modulação por largura de pulso (PWM) e frequência constante.
- Possibilidade de trabalhar como abaixador ou como elevador de tensão.

- Permite partida progressiva limitando a corrente durante a partida do conversor.
- Opera com grande variação da tensão de alimentação.
- Característica de saída do tipo fonte de tensão.

Entretanto esta estrutura não apresenta comutação suave, não absorve os elementos intrínsecos do circuito tais como, a indutância de dispersão, capacitância equivalente dos enrolamentos e capacitância dos interruptores, comprometendo a operação em alta frequência com elevado rendimento.

Considerando-se que na época da publicação deste conversor para sua utilização em TWTA ainda não estavam difundidas as técnicas de comutação suave atualmente utilizadas, o desempenho da estrutura podia ser considerado satisfatório para a aplicação.

Uma evolução do circuito apresentado em [26] foi proposta em 1988 e 1991 [27, 28]. O circuito de potência utilizado é basicamente o mesmo previamente publicado, entretanto buscou-se evitar a dissipação da energia armazenada na capacitância equivalente do transformador, reduzindo-se a sua indutância de magnetização. Com isso consegue-se um incremento no rendimento do conversor, entretanto a operação ainda ocorre com comutação dissipativa e é necessário o uso de grampeadores nos interruptores pois a indutância de dispersão e capacitância intrínseca dos interruptores não são absorvidas pelo circuito. Desta forma, o desempenho deste circuito não é satisfatório para os padrões considerados atualmente.

Com a revisão bibliográfica realizada não foram encontradas na literatura outras propostas de conversores de estágio único para a utilização em TWTA embarcados em satélites.

Tendo em vista a potencialidade no incremento da eficiência e na competitividade com a utilização de estruturas de estágio único para este tipo de aplicação e a escassez de propostas com esta finalidade, buscou-se estudar e desenvolver novas estruturas de estágio único operando com elevada tensão de saída para TWTA embarcados em satélites.

A estrutura de estágio único a ser utilizada, além de apresentar o conjunto de características necessárias para a operação com elevada tensão de saída já descritas no capítulo 3, deve também manter elevado rendimento na operação em toda faixa de variação da tensão de entrada.

Entre as estruturas avaliadas, a desenvolvida neste capítulo foi a que apresentou um maior número de características adequadas para esta aplicação.

A estrutura adotada baseia-se no conversor push-pull alimentado em corrente com modulação por largura de pulso (PWM) apresentada na figura 5.2.

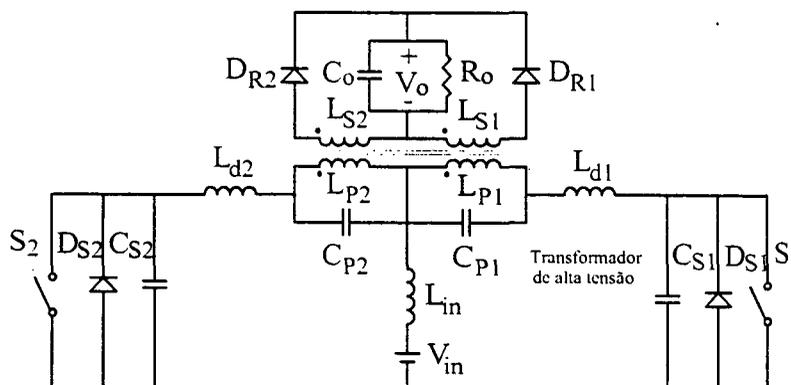


Fig. 5. 2- Conversor push-pull alimentado em corrente, com comutação dissipativa.

Esta topologia apresenta características de operação desejáveis para a aplicação em questão tais como, entrada do tipo fonte de corrente, saída do tipo fonte de tensão, ganho estático com característica de elevador de tensão e boa regulação da tensão de saída. Entretanto, esta topologia não poderia ser utilizada em aplicações com elevada tensão de saída devido à dissipação da energia armazenada nos elementos intrínsecos do transformador de elevada tensão (indutância de dispersão e capacitância dos enrolamentos), além de apresentar comutação dissipativa nos interruptores. Desta forma, este conversor apresentaria problemas sérios de eficiência na operação em alta frequência e com elevada tensão de saída.

Com o emprego das técnicas de grampeamento ativo já desenvolvidas para os conversores clássicos com comutação dissipativa [29, 30], pode-se absorver a indutância de dispersão na operação do conversor e obter comutação suave nos interruptores. Esta técnica foi empregada com sucesso no conversor push-pull PWM alimentado em corrente, em uma aplicação com baixa tensão de saída e elevada potência [31]. Com o grampeamento ativo, foram adicionadas à estrutura original da figura 5.2 duas chaves auxiliares com diodos em antiparalelo e um capacitor de grampeamento, conforme mostra a figura 5.3.

5.2 - DESCRIÇÃO DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO PROPOSTO

O circuito do conversor proposto é apresentado na figura 5.3. A fonte de tensão V_{in} e o indutor L_{in} atuam como uma fonte de corrente na entrada do conversor. O transformador é composto pelos enrolamentos L_{P1} , L_{P2} , L_S , além das indutâncias de dispersão L_{d1} e L_{d2} e

das capacitâncias equivalentes dos enrolamentos C_{P1} e C_{P2} . Os interruptores principais são formados por S_1 e S_2 em conjunto com os diodos em antiparalelo D_{S1} e D_{S2} e capacitores de comutação C_{S1} e C_{S2} . Da mesma forma, S_{a1} e S_{a2} em conjunto com os diodos D_{Sa1} e D_{Sa2} e capacitores de comutação C_{Sa1} e C_{Sa2} compõem os interruptores auxiliares. A tensão de grampeamento é armazenada no capacitor C_G e o estágio de saída é constituído pela ponte retificadora (D_{R1} , D_{R2} , D_{R3} e D_{R4}), capacitor de filtro C_o e carga R_o .

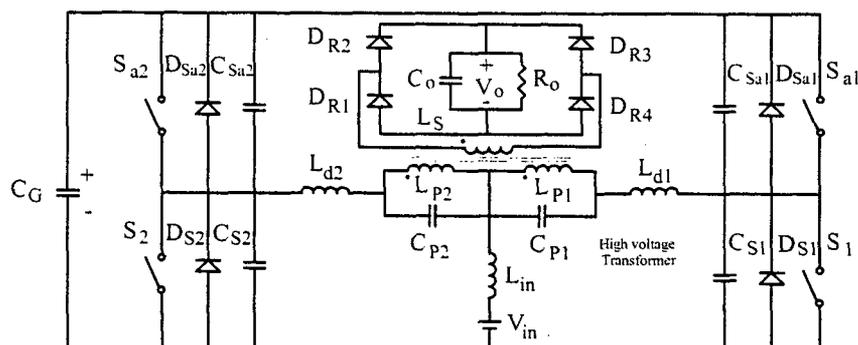


Fig. 5. 3- Conversor push-pull alimentado em corrente, com grampeamento ativo.

Após um estudo preliminar, verificou-se que a capacitância equivalente dos enrolamentos pode também ser absorvida pelo circuito do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo, não havendo a dissipação da energia armazenada nesta capacitância. Desta forma, a obtenção de comutação suave em todos os interruptores e a não dissipação da energia armazenada nos elementos intrínsecos do transformador, acrescentam ao conversor push-pull alimentado em corrente, características de operação desejáveis para a sua utilização em aplicações com elevada tensão de saída e alta frequência de comutação.

Uma outra característica importante desta estrutura é a possibilidade de implementação da partida progressiva através do controle da razão cíclica do conversor, sem a necessidade de circuitos adicionais.

Pode-se dizer que a estrutura proposta apresenta dois modos distintos de operação. Na operação do conversor com razão cíclica dos interruptores principais (D) menor que 0,5, isto é, não há a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores principais, a estrutura opera de forma semelhante ao conversor sepic, sendo a corrente de entrada naturalmente limitada com a partida progressiva do circuito. Nesta situação, o ganho estático apresentado é semelhante ao conversor sepic operando como abaixador de tensão.

Na operação com razão cíclica dos interruptores principais maior do que 0,5, ou seja, com sobreposição dos interruptores principais, a estrutura proposta opera de forma

semelhante ao conversor boost, como elevador de tensão. Na operação com razão cíclica dos interruptores igual a 0,5, o ganho estático é idêntico nos dois modos de operação, havendo uma transição linear entre os dois modos de operação pela variação progressiva da razão cíclica dos interruptores.

Considerou-se neste trabalho apenas a operação no modo de operação com sobreposição dos interruptores principais ($D > 0,5$), devido ao ganho estático elevador de tensão, que resulta na redução da relação de transformação e da capacitância equivalente do transformador referida ao lado primário. Portanto, toda a análise matemática desenvolvida é direcionada para esta condição de operação.

A comutação suave ZVS obtida com o grampeamento ativo, é mantida até uma corrente de entrada mínima, a partir da qual a energia armazenada na indutância de dispersão não é mais suficiente para completar as transições de tensão nos interruptores. A faixa de comutação suave pode ser estendida adicionando-se um indutor externo em série com a indutância de dispersão, aumentando a indutância equivalente de comutação e a energia disponível.

Como a faixa de comutação depende do valor da corrente de entrada, em aplicações de baixa potência e dependendo do valor da tensão de entrada, a faixa de carga na qual o conversor opera com comutação suave pode ser muito reduzida. Para garantir a obtenção da comutação suave de forma independente da carga e da tensão de entrada, pode-se adicionar ao conversor da figura 5.3, o circuito de ajuda a comutação apresentado na figura 5.4.

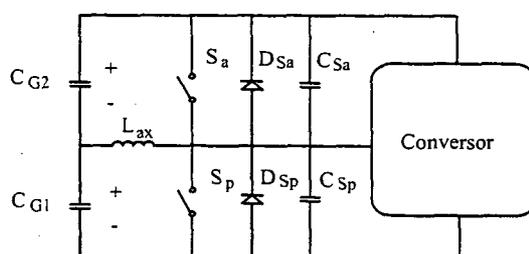


Fig.5.4- Circuito de ajuda a comutação.

Este circuito de ajuda a comutação pode ser implementado aproveitando alguns componentes já existentes no conversor push-pull com grampeamento ativo. O capacitor de grampeamento é dividido em dois capacitores que formam um ponto médio. Entre este ponto médio e o braço de comutação do conversor, é conectado um pequeno indutor de auxílio a comutação. Este indutor irá prover uma corrente no instante da comutação, favorável a realização das transições de tensão nas capacitâncias dos interruptores,

Os interruptores principais operam com sobreposição dos sinais de comando, ou seja, com razão cíclica dos interruptores principais maior do que 0,5, como apresentado na figura 5.6(n) e 5.6(o). Os sinais de comando dos interruptores auxiliares operam de forma complementar aos seus respectivos interruptores principais (figuras 5.6(n) e 5.6(o)).

A figura 5.6(m) apresenta a corrente de entrada do conversor. A corrente no indutor de entrada é contínua, com uma ondulação com frequência igual ao dobro da frequência de comutação do conversor. A corrente nos indutores auxiliares de comutação é mostrada respectivamente nas figuras 5.6(j) e 5.6(l).

A comutação suave nos interruptores principais pode ser observada nas figuras 5.6(a) e 5.6(b). A corrente de pico nos interruptores é aproximadamente 1,5 vez maior do que a corrente média de entrada e a tensão nos interruptores é igual a tensão de grampeamento.

A figura 5.6(g) apresenta a corrente que circula através do capacitor de grampeamento.

Nas figuras 5.6(c) e 5.6(d) observa-se a corrente através dos interruptores auxiliares e diodos em antiparalelo. Pode-se observar o baixo valor da corrente eficaz nos interruptores auxiliares com relação aos interruptores principais. A comutação suave também é obtida nos interruptores auxiliares.

As transições de tensão na capacitância equivalente do transformador ocorrem de forma ressonante, evitando a dissipação da energia armazenada nesta capacitância (figura 5.6 (h)).

Devido a ressonância entre a capacitância equivalente dos enrolamentos e a indutância de dispersão do transformador, durante o período de condução de ambos os interruptores principais, ocorrem as oscilações de tensão apresentadas na figura 5.6(h) e as oscilações também presentes nas formas de onda de corrente das figuras 5.6(a), 5.6(b) e 5.6(f). Como no período de superposição dos sinais de comando dos interruptores principais ocorre apenas o armazenamento de energia no indutor de entrada, estas oscilações não apresentam influência significativa no funcionamento do conversor.

A corrente e tensão em um diodo retificador é apresentada na figura 5.6(i).

O princípio de funcionamento do conversor push-pull alimentado em corrente, com grampeamento ativo e circuito auxiliar de comutação, pode ser apresentado em sete etapas de operação descritas a seguir.

garantindo a obtenção de comutação suave de forma independente da carga e da tensão de entrada.

A figura 5.5. apresenta o conversor proposto neste capítulo adicionando-se o circuito auxiliar de ajuda a comutação.

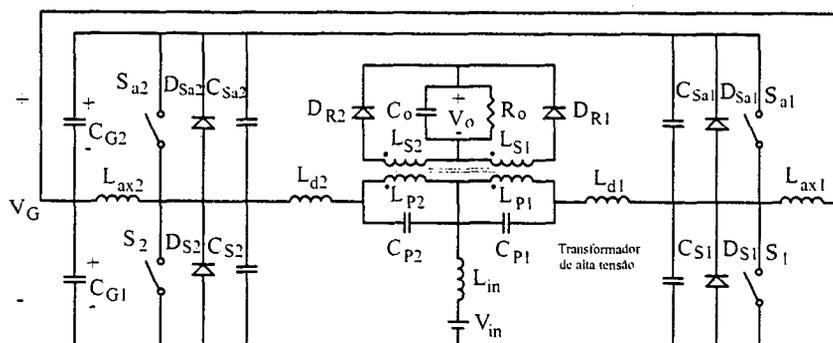


Fig. 5. 5 – Conversor push-pull alimentado em corrente, com grameamento ativo e circuito auxiliar de comutação.

Entretanto, caso haja a necessidade de utilização do circuito auxiliar de comutação, o projeto deste circuito deverá ser criterioso, pois a sua presença no circuito aumenta a corrente eficaz nos interruptores e a perda de condução.

Uma análise completa da comutação do conversor operando com e sem o circuito auxiliar de comutação é realizada no desenvolvimento deste trabalho, permitindo avaliar a faixa de comutação suave e no caso de haver a necessidade de estender a faixa de comutação suave, qual alternativa empregar e a metodologia de projeto que otimiza o rendimento.

Para obter uma visão completa do conversor proposto, considerou-se a presença do circuito auxiliar de comutação em toda a análise do funcionamento do circuito apresentada neste capítulo, entretanto salienta-se que o seu uso é necessário somente em circunstâncias especiais, podendo-se considerar a estrutura sem o circuito auxiliar de comutação apresentada na figura 5.3, como sendo a solução proposta para esta aplicação.

Considerando-se que o circuito auxiliar de comutação não altera qualquer característica de operação do conversor, a não ser com relação a comutação, pode-se apenas ignorar a presença deste circuito na análise apresentada, caso este não faça parte do circuito final adotado.

5.3 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

As principais formas de onda teóricas do conversor são apresentadas na figura 5.6, considerando a operação em condução contínua.

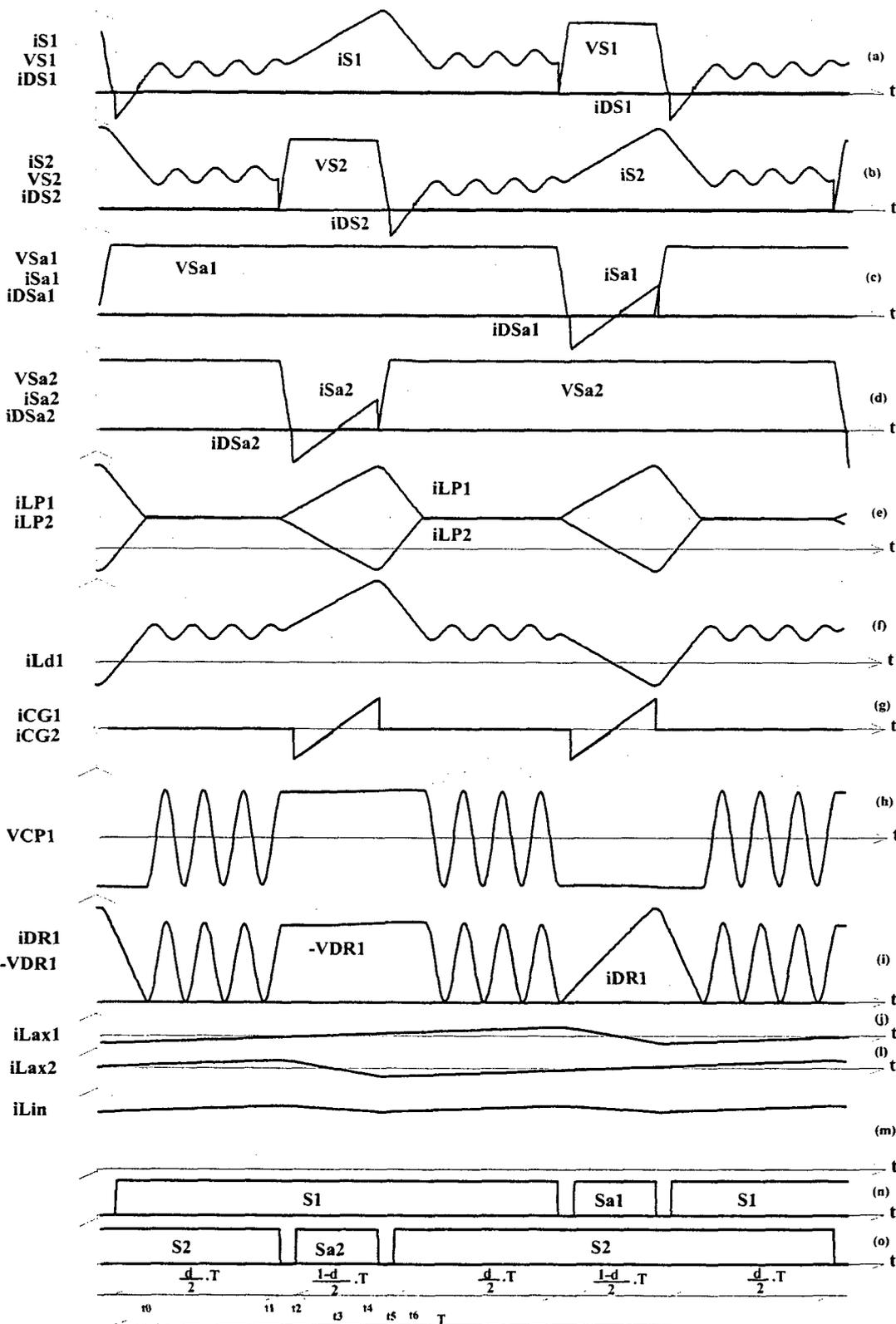


Fig.5. 6 – Principais formas de onda do conversor.

5.3.1 - Primeira etapa de operação (t_0-t_1).

Os dois interruptores principais S_1 e S_2 encontram-se em condução e a corrente de entrada (I_{in}) divide-se e segue através dos enrolamentos do primário do transformador L_{P1} e L_{P2} como mostra a figura 5.6(e). Como as correntes nos dois enrolamentos primários apresentam o mesmo valor absoluto e direções opostas, ocorre o cancelamento dos campos magnéticos gerados por estes enrolamentos, havendo apenas o armazenamento de energia no indutor de entrada. Nesta etapa os diodos retificadores estão bloqueados e ocorre a ressonância entre a indutância de dispersão do transformador e a capacitância intrínseca dos enrolamentos. Ao final desta etapa, a corrente no indutor auxiliar i_{Lax2} atinge o seu valor máximo.

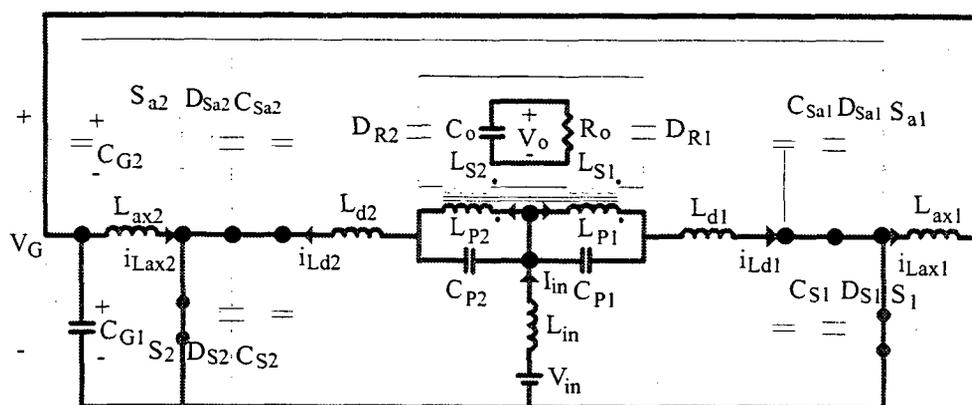


Fig. 5. 7- Primeira etapa de operação (t_0-t_1).

5.3.2 - Segunda etapa de operação (t_1-t_2).

No instante t_1 , o interruptor principal S_2 é bloqueado. A energia armazenada na indutância de dispersão L_{d2} é redirecionada para os capacitores de comutação C_{S2} e C_{Sa2} . A corrente no indutor i_{Lax2} auxilia na carga e descarga dos capacitores de comutação. A tensão no interruptor S_2 cresce até atingir a tensão de grampeamento (V_G), que é a soma das tensões nos capacitores C_{G1} e C_{G2} . As correntes i_{LP1} e i_{LP2} apresentam valores absolutos diferentes, havendo a transferência de energia para a carga. A tensão na capacitância intrínseca do transformador é grampeada no valor da tensão de saída referida ao primário do transformador (V_{op}). A partir desta etapa até a sétima etapa de funcionamento, a energia armazenada no indutor de entrada é transferida para a carga através do interruptor S_1 e diodo retificador D_{R2} .

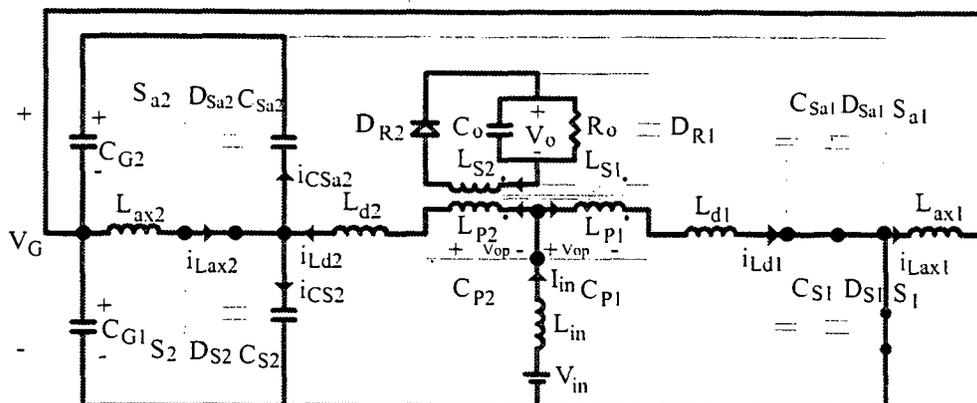


Fig. 5. 8- Segunda etapa de operação (t_1-t_2).

5.3.3 - Terceira etapa de operação (t_2-t_3)

No instante t_2 , o capacitor C_{S2} alcança a tensão de grameamento V_G , o diodo D_{sa2} entra em condução, redirecionando a energia armazenada na indutância de dispersão i_{Ld2} para os capacitores de grameamento C_{G1} e C_{G2} . A corrente no indutor auxiliar de comutação i_{Lax2} e na indutância de dispersão i_{Ld2} apresentam uma inclinação decrescente devido a presença da tensão V_{CG2} . O interruptor auxiliar S_{a2} deve ser habilitado a conduzir durante a condução do diodo D_{Sa2} . Ao término deste estágio as correntes i_{Ld2} , i_{Lax1} e i_{Lax2} tornam-se nulas.

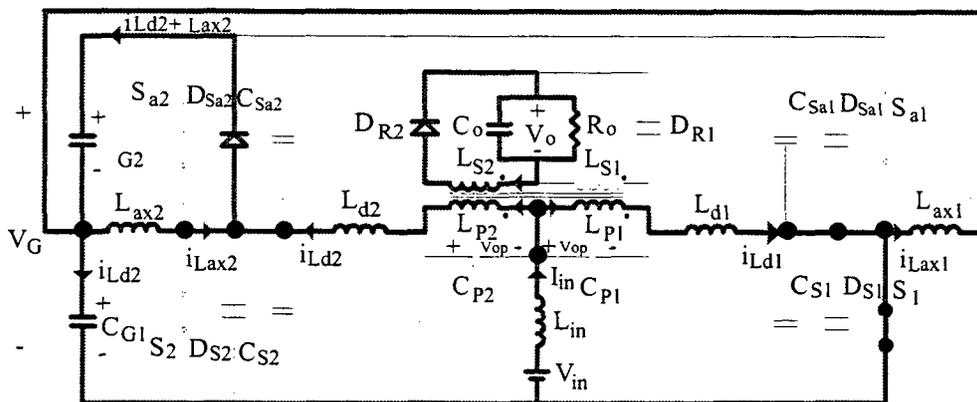


Fig. 5. 9- Terceira etapa de operação (t_2-t_3).

5.3.4 - Quarta etapa de operação (t_3-t_4)

No instante t_3 , a corrente i_{Ld2} e a corrente nos indutores auxiliares i_{Lax1} e i_{Lax2} invertem de direção e os capacitores de grameamento C_{G1} e C_{G2} , entregam para a carga a energia armazenada na terceira etapa de operação, através do interruptor S_{a2} .

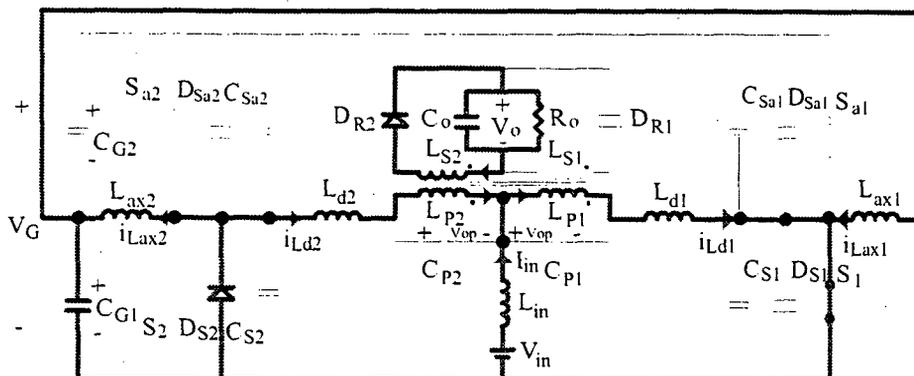


Fig. 5. 12- Sexta etapa de operação (t_5-t_6).

5.3.7 - Sétima etapa de operação (t_6-t_7)

No instante t_6 , a corrente no diodo D_{S2} alcança valor nulo ($i_{L_{ax2}}-i_{L_{d2}}=i_{D_{S2}}=0$) e inverte de direção, seguindo através do interruptor S_2 . A corrente no enrolamento primário L_{P1} mantém sua inclinação decrescente enquanto que a corrente no enrolamento L_{P2} apresenta inclinação crescente. Quando as correntes nos enrolamentos do primário tornarem-se iguais, ocorre novamente o cancelamento dos campos magnéticos gerados por estes enrolamentos e o diodo retificador é bloqueado. Então, inicia-se a ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos enrolamentos, retornando à primeira etapa de operação.

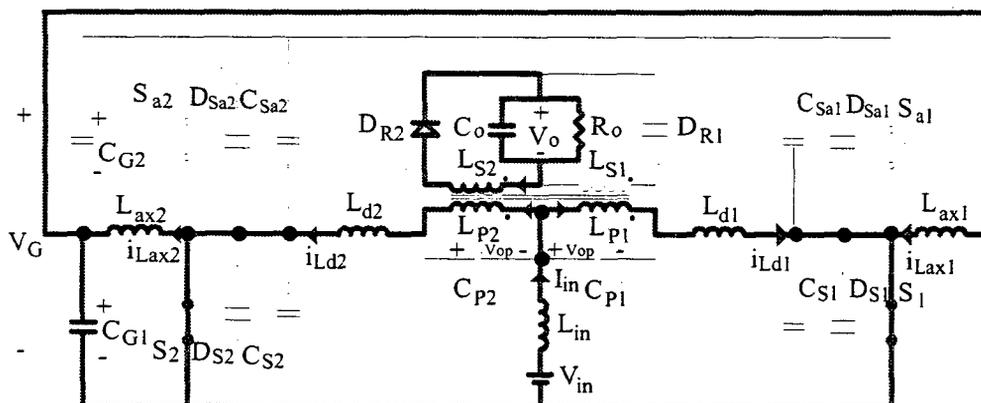


Fig. 5. 13- Sétima etapa de operação (t_6-t_7).

5.4 - ANÁLISE MATEMÁTICA

As equações mais relevantes e as expressões obtidas da análise quantitativa do conversor são apresentadas a seguir.

5.4.1 - Característica de saída.

A corrente conduzida pelos diodos retificadores, referida ao lado primário do transformador, é apresentada na figura 5.14. A relação de transformação é representada

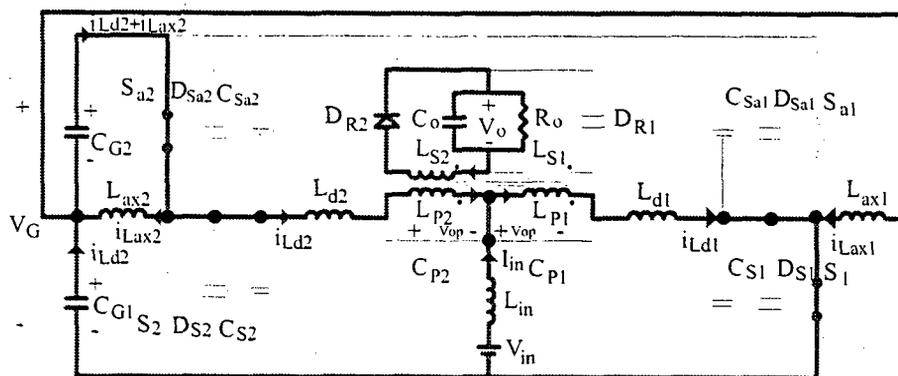


Fig. 5. 10- Quarta etapa de operação (t_3-t_4).

5.3.5 - Quinta etapa de operação (t_4-t_5)

No instante t_4 o interruptor auxiliar S_{a2} é bloqueado. A energia armazenada na indutância de dispersão L_{d2} e a corrente i_{Lax2} realizam a carga e descarga dos capacitores C_{s2} e C_{Sa2} de forma ressonante. A tensão no interruptor principal decresce até tornar-se nula.

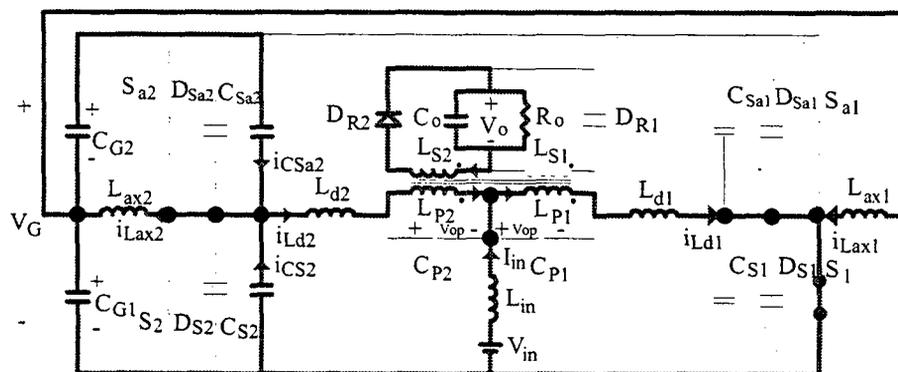


Fig. 5. 11- Quinta etapa de operação (t_4-t_5).

5.3.6 - Sexta etapa de operação (t_5-t_6)

No instante t_5 , o capacitor C_{Sa2} alcança a tensão de grameamento V_G e o diodo D_{S2} começa a conduzir. A corrente no indutor auxiliar i_{Lax2} e na indutância de dispersão i_{Ld2} apresentam valores negativos, mas com inclinação crescente, devido a presença das tensões V_{CG1} e V_{op} respectivamente. O interruptor principal S_2 deve ser habilitado a conduzir durante a condução do diodo D_{S2} .

pela variável (a). A corrente média de saída referida ao lado primário (I_{op}) pode ser calculada pela soma da corrente média em cada diodo retificador, referidas ao lado primário.

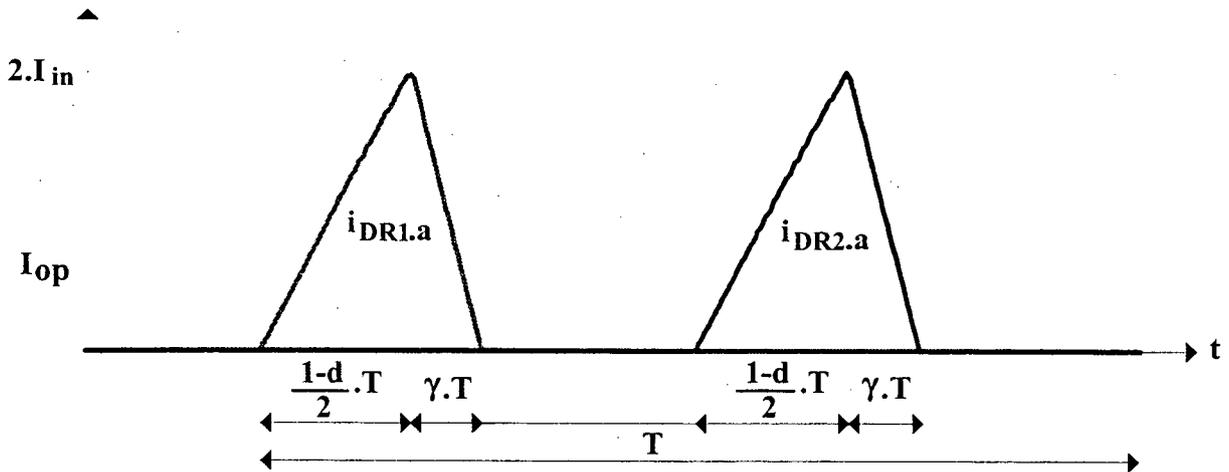


Fig. 5.14- Formas de onda de corrente nos diodos retificadores, referidas ao primário do transformador.

A corrente média de saída referida ao lado primário pode ser calculada por:

$$I_{op} = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\left(\frac{1-d}{2}\right)T} \frac{2 \cdot I_{in}}{\left(\frac{1-d}{2}\right) \cdot T} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\gamma T} \left(2 \cdot I_{in} - \frac{2 \cdot I_{in}}{\gamma \cdot T} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (5.1)$$

Resolvendo esta integral resulta em:

$$I_{op} = I_{in} \cdot (1 - d + 2 \cdot \gamma) \quad (5.2)$$

Considerando a operação do conversor sem perdas, a característica de saída (q) pode ser representada pela equação 5.3.

$$q = \frac{V_{op}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{op}} \quad (5.3)$$

Portanto, a partir das equações 5.2 e 5.3, a característica de saída é determinada pela equação 5.4.

$$q = \frac{I_{in}}{I_{op}} = \frac{1}{(1 - d + 2 \cdot \gamma)} \quad (5.4)$$

O intervalo $(\gamma \cdot T)$, representado na figura 5.14, ocorre entre os instantes t_4 e t_7 das formas de onda teóricas apresentadas na figura 5.6, correspondendo a quinta, sexta e sétima etapas de operação.

Portanto, o parâmetro γ é definido por:

$$\gamma = \frac{t_7 - t_4}{T} \quad (5.5)$$

A corrente na indutância de dispersão é igual a corrente no enrolamento primário, no intervalo t_7-t_4 . A figura 5.15 apresenta a variação da corrente no enrolamento primário, podendo-se observar nesta figura que a corrente no instante t_4 é igual a $(\frac{1}{2} \cdot I_{in})$ e no instante t_7 é igual a $(\frac{1}{2} \cdot I_{in})$.

A variação da corrente na indutância de dispersão $i_{Ld1}(t)$, durante o intervalo t_7-t_4 é definido pela equação 5.6.

$$i_{Ld1}(t) = \frac{3}{2} \cdot I_{in} - \frac{2 \cdot V_{op}}{L_{d1} + L_{d2}} \cdot t \quad (5.6)$$

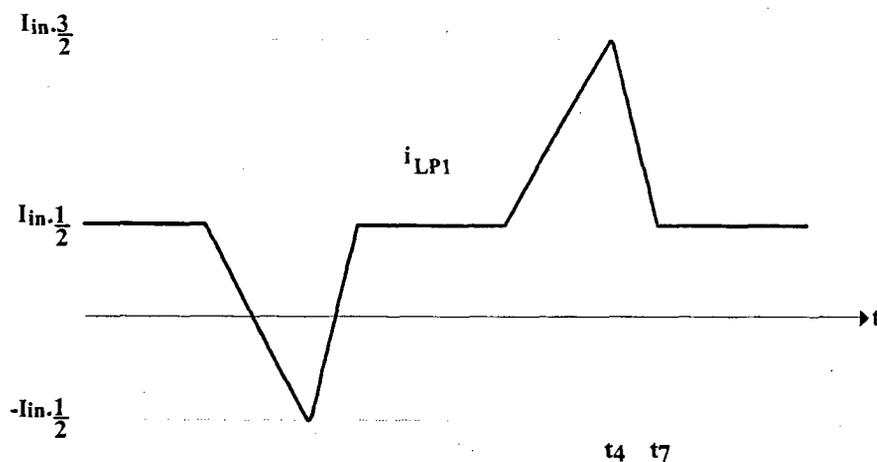


Fig. 5. 15- Corrente no enrolamento primário do transformador.

Considerando:

$$L_d = L_{d1} = L_{d2} \quad (5.7)$$

Então:

$$\frac{1}{2} \cdot I_{in} = \frac{3}{2} \cdot I_{in} - \frac{2 \cdot V_{op}}{2 \cdot L_d} \cdot (t_7 - t_4) \quad (5.8)$$

$$(t_7 - t_4) = \frac{I_{in} \cdot L_d}{V_{op}} \quad (5.9)$$

Substituindo a equação 5.9 na equação 5.5, define-se o parâmetro γ .

$$\gamma = \frac{I_{in} \cdot L_d \cdot F_s}{V_{op}} \quad (5.10)$$

O termo $(2.\gamma)$ na equação da característica de saída (equação 5.4) pode ser considerado como uma redução na razão cíclica efetiva do conversor, sendo esta redução proporcional a corrente de entrada e ao valor da indutância de dispersão. Este fenômeno é comum a várias topologias de conversores com comutação suave ZVS e é resultado da energia reativa envolvida no processo de comutação suave.

Portanto, a equação da característica de saída do conversor pode ser representada por:

$$q = \frac{1}{1 - d_{\text{eff}}} \quad (5.11)$$

Onde:

$$d_{\text{eff}} = d - 2.\gamma \quad (5.12)$$

A característica de saída é similar a do conversor elevador boost, como mostra a figura 5.16, onde está representada graficamente a característica de saída do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo, em função do parâmetro γ .

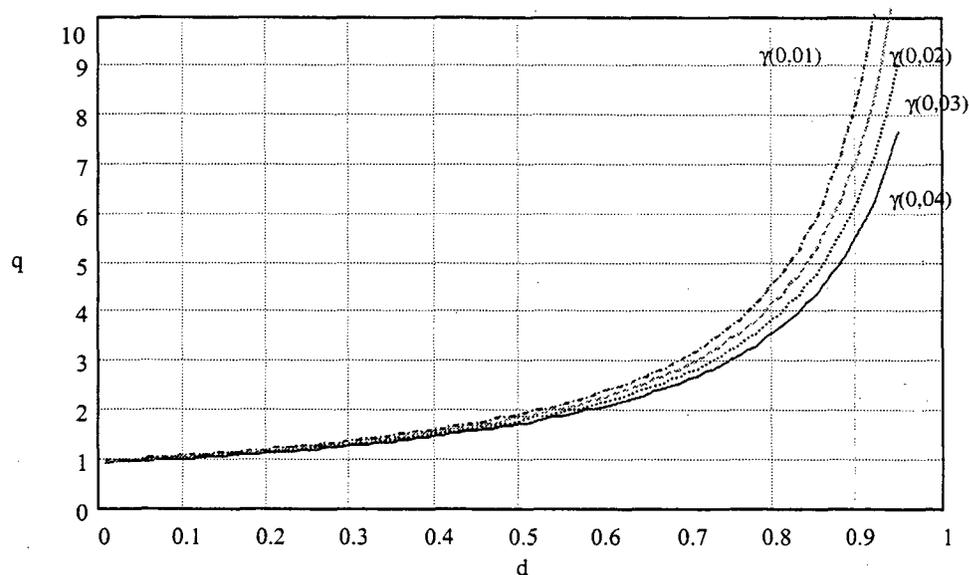


Fig. 5. 16- Característica de saída do conversor push-pull alimentado em corrente e com grampeamento ativo.

5.4.2 - Tensão de grampeamento

Para simplificar o desenvolvimento da expressão da tensão de grampeamento, considerou-se a operação do conversor sem circuito auxiliar de comutação, uma vez que este circuito não altera a tensão de grampeamento.

Em regime permanente, a tensão de grampeamento é constante e a corrente média que circula através do capacitor de grampeamento é nula. A corrente no capacitor de grampeamento, operando sem o circuito auxiliar de comutação, é apresentada na figura 5.17 ($i_{CG1}=i_{CG2}$).

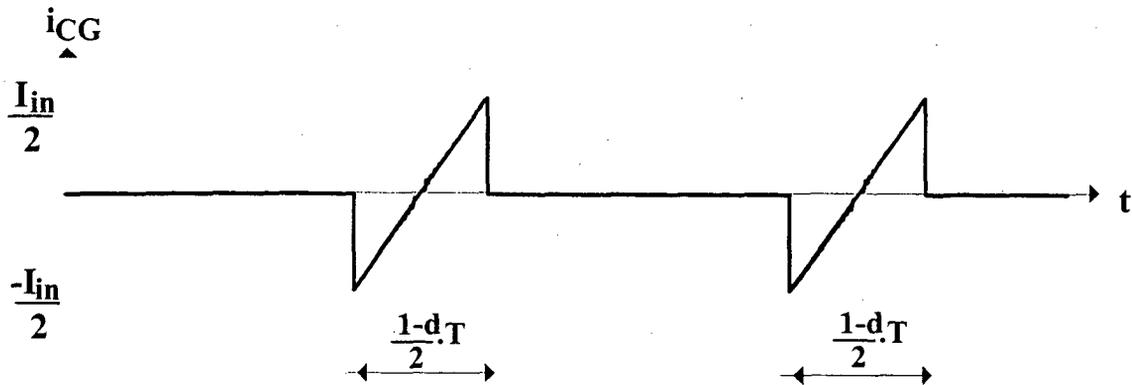


Fig. 5. 17- Corrente no capacitor de grampeamento, operando sem o circuito auxiliar de comutação.

O valor médio desta corrente é calculado pela equação 5.13.

$$i_{CGa_{vg}} = 0 = \frac{2}{T} \int_0^{\left(\frac{1-d}{2}\right)T} \left[-\frac{I_{in}}{2} + \left(\frac{V_G - 2 \cdot V_{op}}{L_{d1} + L_{d2}} \right) \cdot t \right] dt \quad (5.13)$$

Resolvendo a equação 5.13 resulta:

$$\left(V_G - 2 \cdot V_{op} \right) \cdot \frac{(1-d)}{4 \cdot (L_{d1} + L_{d2}) \cdot F_s \cdot I_{in}} = 1 \quad (5.14)$$

$$\frac{V_{op}}{V_{op}} \cdot \left[\left(V_G - 2 \cdot V_{op} \right) \cdot \frac{(1-d)}{4 \cdot (L_{d1} + L_{d2}) \cdot F_s \cdot I_{in}} \right] = 1 \quad (5.15)$$

Considerando:

$$L_d = L_{d1} = L_{d2} \quad (5.16)$$

$$\left(\frac{V_G}{V_{op}} - 2 \right) \cdot \frac{(1-d)}{4} \cdot \frac{V_{op}}{L_d \cdot F_s \cdot I_{in}} = 1 \quad (5.17)$$

Substituindo a equação 5.10 na equação 5.17 resulta:

$$\left(\frac{V_G}{V_{op}} - 2 \right) \cdot \frac{(1-d)}{4 \cdot \gamma} = 1 \quad (5.18)$$

$$V_G = V_{op} \cdot \left(\frac{4 \cdot \gamma}{1-d} + 2 \right) \quad (5.19)$$

$$\frac{V_G}{V_{in}} = \frac{V_{op}}{V_{in}} \cdot \left[\frac{4 \cdot \gamma + 2 \cdot (1-d)}{1-d} \right] \quad (5.20)$$

Substituindo as equações 5.3 e 5.4 na equação 5.20, define-se a tensão de grampeamento:

$$\frac{V_G}{V_{in}} = \frac{2}{1-d} \quad (5.21)$$

A tensão de grampeamento é função apenas da razão cíclica do conversor, como mostra a figura 5.18.

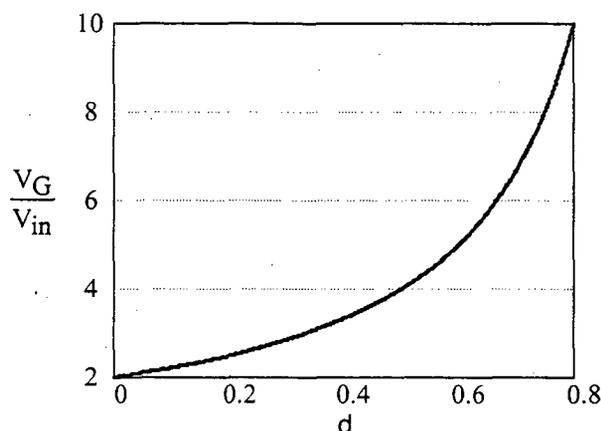


Fig. 5. 18- Tensão de grampeamento.

5.4.3 - Indutor de entrada

A ondulação da corrente de entrada é definida em função da forma de onda de tensão aplicada sobre o indutor de entrada, resultando na equação 5.22.

$$\Delta_{iLin} = \frac{V_{in} \cdot d}{2 \cdot F_s \cdot L_{in}} \quad (5.22)$$

Portanto, a partir da determinação de um valor máximo da ondulação da corrente de entrada, define-se o valor da indutância necessária.

5.4.4 - Análise da comutação

A utilização do circuito auxiliar de comutação irá depender da faixa de comutação suave apresentada pelo conversor, sendo que isto é função das especificações e dos parâmetros do circuito. Caso a faixa de comutação suave não seja adequada para uma determinada aplicação, pode-se então optar pela inclusão do circuito auxiliar de comutação. Pode-se também fazer uma análise das perdas na operação com e sem o circuito auxiliar de comutação para a definição da utilização ou não deste circuito.

Portanto, a análise da comutação é realizada considerando os dois casos, com a presença e sem o circuito auxiliar de comutação.

5.4.4.1 - ANÁLISE DA COMUTAÇÃO SEM O CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

As perdas de comutação devido ao bloqueio dos interruptores são minimizadas devido a presença dos capacitores de comutação em paralelo com cada interruptor, assegurando que o bloqueio seja do tipo ZVS.

Os interruptores ativos entram em condução após os diodos em antiparalelo, portanto este tipo de comutação ocorre com corrente e tensão nula. Entretanto, poderão ocorrer perdas na entrada em condução dos interruptores caso os capacitores de comutação não tenham sido totalmente descarregados.

Os interruptores principais são bloqueados na etapa de armazenamento de energia da indutância de entrada. Neste caso, a corrente de entrada auxilia na carga e descarga das tensões dos capacitores de comutação, de forma que os interruptores auxiliares entrarão em condução com comutação suave mesmo para a operação com carga reduzida.

Porém, os interruptores auxiliares são bloqueados enquanto é transferida energia do capacitor de grampeamento para a carga. Neste caso, somente a energia armazenada na indutância de dispersão está disponível para a realização da carga e descarga dos capacitores de comutação. Portanto, a comutação suave na entrada em condução dos interruptores principais é mantida até uma carga mínima, na qual a energia armazenada na indutância de dispersão não é mais suficiente para completar a carga e descarga dos capacitores de comutação.

Como a entrada em condução dos interruptores principais é considerada como sendo a comutação crítica do conversor, será analisada apenas esta comutação, ou seja, será estudado o bloqueio do interruptor auxiliar, que definirá se a entrada em condução do interruptor principal ocorrerá de forma suave ou dissipativa.

O circuito equivalente na etapa de bloqueio do interruptor auxiliar (quinta etapa de operação) é apresentado na figura 5.19.

O circuito da figura 5.19(a) pode ser simplificado, resultando na figura 5.19(b). A equação diferencial que descreve o funcionamento deste circuito equivalente é apresentada abaixo.

$$\frac{di_{Ld}^2}{dt^2} + i_{Ld} \cdot \omega_o^2 = 0 \quad (5.23)$$

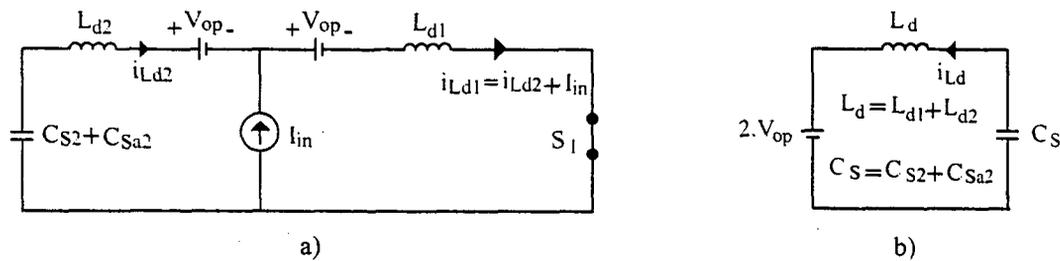


Fig. 5.19- Circuito equivalente da quinta etapa de operação.

Como solução da equação 5.23 resulta:

$$V_{CS}(t) = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_{CS}(t_4)) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + i_{Ld}(t_4) \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.24)$$

$$i_{Ld}(t) = \frac{(2 \cdot V_{op} - V_{CS}(t_4))}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + i_{Ld}(t_4) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (5.25)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_S}} \quad (5.26)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_S}} \quad (5.27)$$

$$L_d = L_{d1} + L_{d2}$$

$$C_S = C_{S2} + C_{Sa2} = C_{S1} + C_{Sa1}$$

A condição inicial do capacitor de comutação é:

$$V_{CS}(t_4) = V_G \quad (5.28)$$

A condição inicial da corrente na indutância de dispersão, desprezando a ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância intrínseca dos enrolamentos do transformador é igual a:

$$i_{Ld}(t_4) = -\frac{I_{in}}{2} \quad (5.29)$$

Mas a condição inicial da corrente na indutância de dispersão pode apresentar uma variação do valor ideal definido na equação 5.29 devido à ressonância acima mencionada. Esta variação pode aumentar ou reduzir a faixa de comutação suave, dependendo do instante em que a ressonância é interrompida. A pior condição ocorre quando o instante de comutação coincide com o pico da oscilação de corrente, como mostra a figura 5.20.

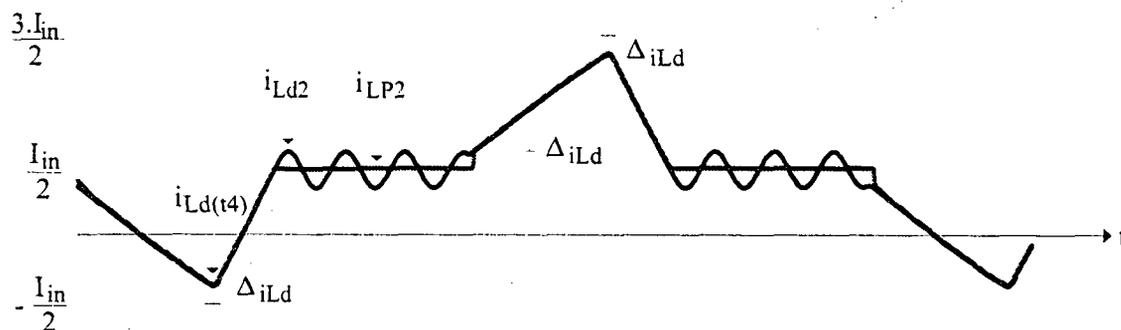


Fig. 5. 20- Pior condição de comutação.

A diferença de corrente (Δ_{iLd}) apresentada na figura 5.20 reduz a corrente e portanto a energia disponível para a realização da comutação suave, sendo que o seu valor depende dos parâmetros do circuito ressonante.

Portanto, a pior condição inicial da corrente na indutância de dispersão, para a obtenção de comutação suave, é definida por:

$$i_{Ld}(t_4) = -\frac{I_{in}}{2} + \Delta_{iLd} \quad (5.30)$$

O valor da variação de corrente Δ_{iLd} pode ser determinado calculando a corrente de pico do circuito apresentado na figura 5.21. Este circuito representa a ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos enrolamentos do transformador, durante a primeira etapa de funcionamento (t_0, t_1).

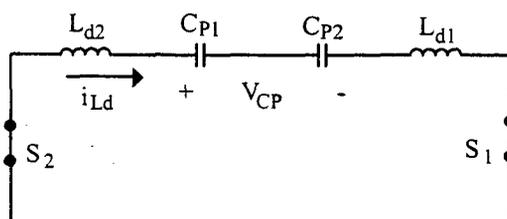


Fig. 5. 21- Ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos enrolamentos.

A variação da corrente e tensão neste circuito ressonante são descritas pelas equações 5.31 e 5.32.

$$i_{Ld}(t) = i_{Ld}(0) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) - \frac{V_{CP}(0)}{Z_{n2}} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t) \quad (5.31)$$

$$V_{CP}(t) = V_{CP}(0) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) + i_{Ld}(0) \cdot Z_{n2} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t) \quad (5.32)$$

Onde:

$$Z_{n2} = \sqrt{\frac{4 \cdot L_{d1}}{C_{P1}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot L_{d2}}{C_{P2}}}$$

$$\omega_{o2} = \frac{1}{\sqrt{L_{d1} \cdot C_{P1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{d2} \cdot C_{P2}}}$$

As equações 5.33 e 5.34 descrevem a comutação crítica do conversor.

$$V_{CS}(t) = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_G) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \left(\Delta_{iLd} - \frac{I_{in}}{2} \right) \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.33)$$

$$i_{Ld}(t) = \frac{(2 \cdot V_{op} - V_G)}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + \left(\Delta_{iLd} - \frac{I_{in}}{2} \right) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (5.34)$$

O plano de fase da comutação representada pelas equações 5.33 e 5.34 é apresentado na figura 5.22.

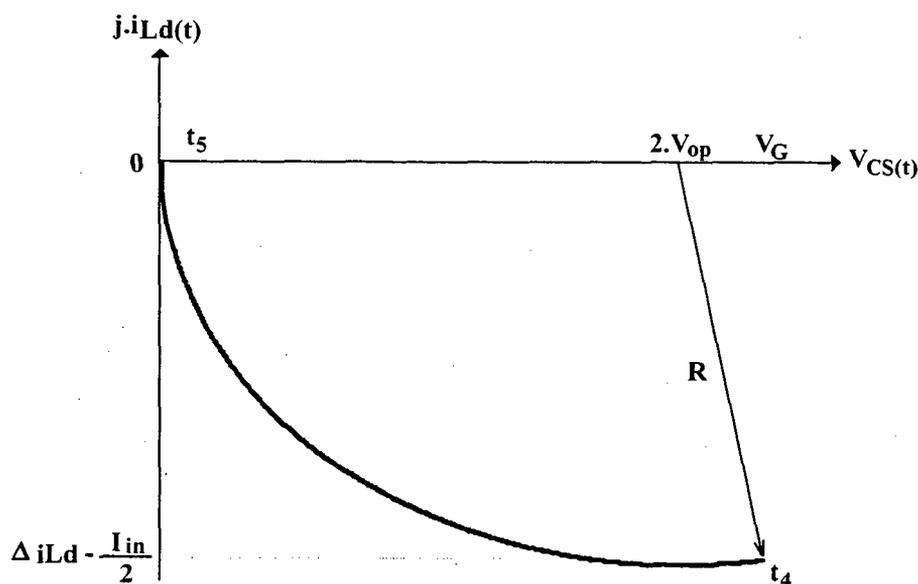


Fig. 5. 22- Plano de fase do bloqueio do interruptor auxiliar.

Como pode ser observado na figura 5.22, para que a comutação ZVS seja mantida, o raio R da curvatura deve ser superior ao dobro da tensão de saída referida ao primário ($2 \cdot V_{op}$).

$$R \geq 2 \cdot V_{op} \quad (5.35)$$

Mas:

$$R^2 = (V_G - 2 \cdot V_{op})^2 - \left[j \cdot Z_n \cdot \left(\Delta_{iLd} - \frac{I_{in}}{2} \right) \right]^2 \quad (5.36)$$

Portanto, a condição para a obtenção da comutação suave é definida por:

$$i_{Ld}(t_4) = \left(\Delta_{iLd} - \frac{I_{in}}{2} \right) \geq \frac{\sqrt{4 \cdot V_{op}^2 - (V_G - 2 \cdot V_{op})^2}}{Z_n} \quad (5.37)$$

O critério expresso pela equação 5.37 é baseado no balanço de energia entre a capacitância de comutação e a indutância de dispersão, mas é necessário também verificar se o período de ressonância é compatível com os instantes de comutação definidos pelo circuito de comando.

5.4.4.2 - ANÁLISE DA COMUTAÇÃO COM O CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

O circuito equivalente na etapa de bloqueio do interruptor auxiliar (quinta etapa de operação) com a presença do circuito auxiliar de comutação é apresentado na figura 5.23, sendo que o indutor auxiliar é considerado como uma fonte de corrente durante o período de comutação.

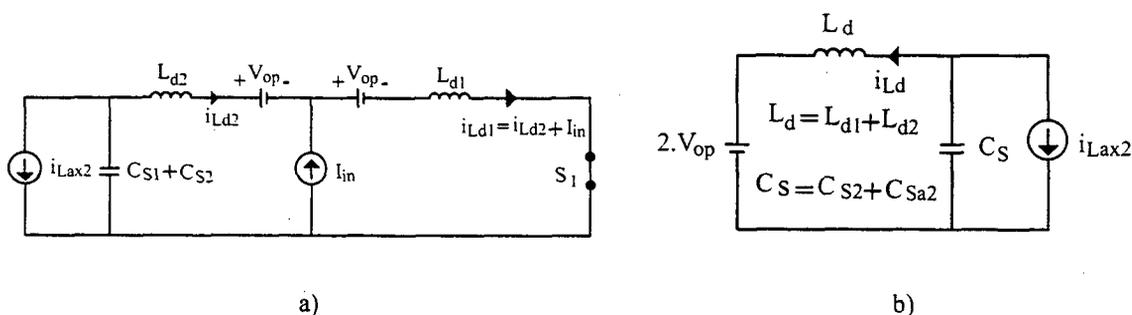


Fig. 5. 23- Circuito equivalente da quinta etapa de operação, com a presença do circuito auxiliar de comutação.

A equação diferencial 5.38 pode representar o circuito equivalente da figura 5.23(b).

$$\frac{di_{Ld}^2}{dt^2} + i_{Ld} \cdot \omega_o^2 = i_{Lax2} \cdot \omega_o^2 \quad (5.38)$$

Resolvendo a equação 5.38 obtêm-se:

$$V_{CS}(t) = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_{CS}(t_4)) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + (i_{Ld}(t_4) - i_{Lax2}) \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.39)$$

$$i_{Ld}(t) = i_{Lax2} + (i_{Ld}(t_4) - i_{Lax2}) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \frac{(2 \cdot V_{op} - V_{CS}(t_4))}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.40)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_S}}$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_S}}$$

$$L_d = L_{d1} + L_{d2}$$

$$C_S = C_{S2} + C_{Sa2} = C_{S1} + C_{Sa1}$$

O valor inicial da tensão no capacitor de comutação é:

$$V_{CS}(t_4) = V_G \quad (5.41)$$

O valor inicial de corrente na indutância de dispersão do transformador na pior condição é a mesma apresentada para o conversor operando sem o circuito auxiliar de comutação.

$$i_{Ld}(t_4) = -\frac{I_{in}}{2} + \Delta_{iLd} \quad (5.42)$$

Onde Δ_{iLd} é o pico de corrente da ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos enrolamentos do transformador.

As equações 5.43 e 5.44 descrevem o bloqueio do interruptor auxiliar considerando a utilização do circuito de ajuda a comutação.

$$V_{CS}(t) = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_G) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \left(\frac{I_{in}}{2} - \Delta_{iLd} + i_{Lax2} \right) \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.43)$$

$$i_{Ld}(t) = i_{Lax2} - \left(\frac{I_{in}}{2} - \Delta_{iLd} + i_{Lax2} \right) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \frac{(2 \cdot V_{op} - V_{CS}(t_4))}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.44)$$

O plano de fase do bloqueio do interruptor auxiliar, considerando a utilização do circuito auxiliar de comutação é apresentado na figura 5.24.

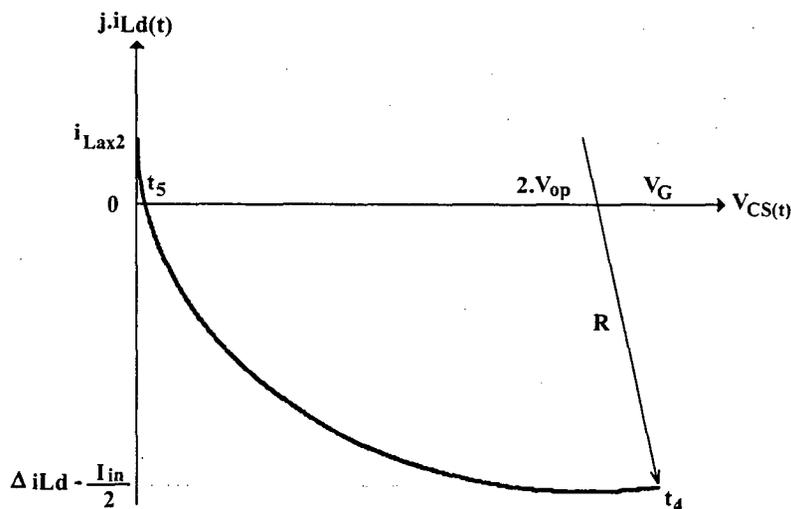


Fig. 5. 24- Plano de fase do bloqueio do interruptor auxiliar, considerando a presença do circuito auxiliar de comutação.

O raio da curvatura (R) deve ser superior ao dobro da tensão de saída referida ao primário ($2 \cdot V_{op}$) para que seja mantida a comutação suave.

$$R \geq 2 \cdot V_{op} \quad (5.45)$$

Mas:

$$R^2 = (V_G - 2 \cdot V_{op})^2 - \left[j \cdot Z_n \cdot \left(\frac{I_{in}}{2} + i_{Lax2} - \Delta_{iLd} \right) \right]^2 \quad (5.46)$$

Portanto, a condição para a obtenção da comutação suave é definida por:

$$i_{Ld}(t_4) = \left(\frac{I_{in}}{2} + i_{Lax2} - \Delta_{iLd} \right) \geq \frac{\sqrt{4 \cdot V_{op}^2 - (V_G - 2 \cdot V_{op})^2}}{Z_n} \quad (5.47)$$

Com o circuito de ajuda a comutação pode-se obter comutação suave desde a operação com carga nominal até a condição de operação a vazio. Na operação sem carga, as seguintes considerações podem ser feitas:

$$I_{in} = 0$$

$$\gamma = \frac{I_{in} \cdot L_d \cdot F_s}{V_{op}} = 0$$

$$V_G = 2 \cdot V_{op}$$

Portanto, na operação sem carga, a condição de comutação suave pode ser simplificada por:

$$i_{Lax1} = i_{Lax2} \geq \frac{2 \cdot V_{op}}{Z_n} + \Delta_{iLd} \quad (5.48)$$

O valor da indutância do circuito de ajuda a comutação pode ser calculado por:

$$L_{ax} = \frac{V_G \cdot (1 - d^2)}{8 \cdot i_{Lax} \cdot F_s} \quad (5.49)$$

5.4.5 - Esforços de corrente

Os esforços de corrente nos principais componentes do conversor são determinados para a condição de operação com e sem circuito auxiliar de comutação.

5.4.5.1 - OPERAÇÃO SEM O CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

a) Corrente eficaz no interruptor principal

A corrente eficaz no interruptor principal é determinada pela equação 5.50, desconsiderando-se a parcela relativa a ondulação de corrente causada pela ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos enrolamentos, que ocorre durante o período em que ambos os interruptores principais estão em condução.

$$iSp_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{\gamma \cdot T}{2}} \left[\frac{I_{in}}{2} - \frac{I_{in}}{\gamma \cdot T} t \right]^2 dt + 2 \int_0^{\frac{d}{2} - \gamma \cdot T} \frac{I_{in}^2}{2} dt + \int_0^{\frac{1-d}{2} \cdot T} \left[\frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in} \cdot t}{\frac{1-d}{2} \cdot T} \right]^2 dt + \int_0^{\gamma \cdot T} \left[\frac{3}{2} I_{in} - \frac{I_{in}}{\gamma \cdot T} t \right]^2 dt \right]} \quad (5.50)$$

A partir da integral apresentada acima, obtém-se:

$$iSp_{RMS} = I_{in} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{15 \cdot \gamma + 13 - 7 \cdot d} \quad (5.51)$$

b) Corrente eficaz no interruptor auxiliar

A corrente eficaz no interruptor auxiliar é calculada por:

$$iSa_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\left(\frac{1-d}{2} \right) \frac{T}{2}} \left[\frac{I_{in}}{2} \cdot t \right]^2 dt} \quad (5.52)$$

Portanto, a corrente eficaz no interruptor auxiliar é definida por:

$$iSa_{RMS} = I_{in} \cdot \frac{\sqrt{3}}{12} \cdot \sqrt{1-d} \quad (5.53)$$

c) Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é calculada por:

$$iSpr_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{\gamma \cdot T}{2}} \left[\frac{I_{in}}{2} \right]^2 dt + 2 \int_0^{\frac{d}{2} - \gamma \cdot T} \frac{I_{in}^2}{2} dt + \int_0^{\frac{1-d}{2} \cdot T} \left[\frac{I_{in}}{2} + \frac{I_{in} \cdot t}{\frac{1-d}{2} \cdot T} \right]^2 dt + \int_0^{\gamma \cdot T} \left[\frac{3}{2} I_{in} - \frac{I_{in}}{\gamma \cdot T} t \right]^2 dt + \int_0^{\frac{1-d}{2} \cdot T} \left[\frac{I_{in}}{2} - \frac{I_{in} \cdot t}{\frac{1-d}{2} \cdot T} \right]^2 dt \right]} \quad (5.54)$$

Portanto:

$$iSpr_{RMS} = I_{in} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{17 \cdot \gamma + 14 - 6 \cdot d} \quad (5.55)$$

d) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal

A corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal é definida pela equação 5.56.

$$iDp_{AVG} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\gamma \cdot T}{2}} \left(\frac{I_{in}}{2} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (5.56)$$

$$iDa_{AVG} = I_{in} \cdot \frac{(1-d)}{16} \quad (5.57)$$

e) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar

A corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar é calculada por:

$$iDa_{AVG} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\left(\frac{1-d}{2}\right)T} \left(\frac{I_{in}}{2} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (5.58)$$

$$iDa_{AVG} = I_{in} \cdot \frac{(1-d)}{16} \quad (5.59)$$

5.4.5.2 - OPERAÇÃO COM O CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

Na determinação dos esforços de corrente do conversor, considerando a operação com o circuito auxiliar de comutação, utilizou-se a variável I_{pk} , a qual representa o valor de pico da corrente no indutor de auxílio a comutação.

a) Corrente eficaz no interruptor principal

Como se tornou extenso e complexo o cálculo da corrente eficaz no interruptor principal através da utilização de integrais, optou-se por calcular geometricamente, a partir da forma de onda simplificada da corrente no interruptor principal apresentada na figura 5.25. O cálculo da corrente eficaz é realizado considerando que a forma de onda de corrente é composta por quatro trapézios (a,b,c e d).

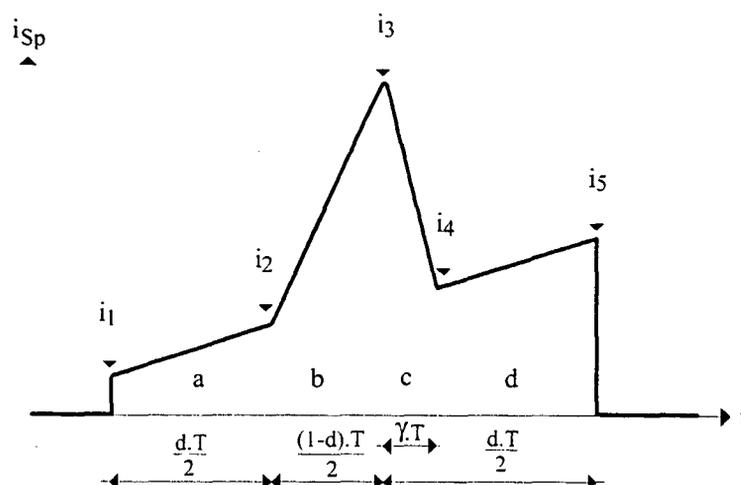


Fig. 5.25- Forma de onda simplificada da corrente no interruptor principal, com a presença do circuito de ajuda a comutação.

Considerando:

I_{in} – Corrente de entrada.

I_{pk} – Corrente de pico no indutor de auxílio a comutação.

As correntes i_1 , i_2 , i_3 , i_4 e i_5 , representadas na figura 5.25, podem ser determinadas por:

$$i_1 = \frac{I_{in}}{2} + \left(-I_{pk} + \frac{4 \cdot I_{pk} \cdot t_1}{1+d} \right) \quad (5.60)$$

$$i_2 = \frac{I_{in}}{2} + \left(-I_{pk} + \frac{4 \cdot I_{pk} \cdot t_2}{1+d} \right) \quad (5.61)$$

$$i_3 = I_{in} + \frac{I_{in}}{2} + \left(-I_{pk} + \frac{4 \cdot I_{pk} \cdot t_3}{1+d} \right) \quad (5.62)$$

$$i_4 = \frac{I_{in}}{2} + \left(-I_{pk} + \frac{4 \cdot I_{pk} \cdot t_4}{1+d} \right) \quad (5.63)$$

$$i_5 = \frac{I_{in}}{2} + \left(-I_{pk} + \frac{4 \cdot I_{pk} \cdot t_5}{1+d} \right) \quad (5.64)$$

Sendo:

$$t_1 = \gamma \quad (5.65)$$

$$t_2 = \frac{d}{2} \quad (5.66)$$

$$t_3 = t_2 + \left(\frac{1-d}{2} \right) \quad (5.67)$$

$$t_4 = t_3 + \gamma \quad (5.68)$$

$$t_5 = t_3 + \frac{d}{2} \quad (5.69)$$

A partir da determinação dos valores instantâneos das correntes i_1 , i_2 , i_3 , i_4 e i_5 , pode-se calcular o valor eficaz da corrente no interruptor principal através da equação 5.70.

$$i_{SP_{RMS}} = \sqrt{(u_1 \cdot D_1) + (u_2 \cdot D_2) + (u_3 \cdot D_3) + (u_4 \cdot D_4)} \quad (5.70)$$

Onde:

$$u_1 = \frac{d}{2} \quad (5.71)$$

$$u_2 = \frac{1-d}{2} \quad (5.72)$$

$$u_3 = \gamma \quad (5.73)$$

$$u_4 = \frac{d}{2} \quad (5.74)$$

$$D_1 = \frac{1}{3} \cdot (i_1^2 + i_1 \cdot i_2 + i_2^2) \quad (5.75)$$

$$D_2 = \frac{1}{3} \cdot (i_2^2 + i_2 \cdot i_3 + i_3^2) \quad (5.76)$$

$$D_3 = \frac{1}{3} \cdot (i_3^2 + i_3 \cdot i_4 + i_4^2) \quad (5.77)$$

$$D_4 = \frac{1}{3} \cdot (i_4^2 + i_4 \cdot i_5 + i_5^2) \quad (5.78)$$

b) Corrente eficaz no interruptor auxiliar

A corrente eficaz no interruptor auxiliar é calculada por:

$$i_{Sa_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\left(\frac{1-d}{2}\right) \cdot \frac{T}{2}} \left[\frac{I_m}{2} + I_{pk} \right]^2 \cdot t + \int_{\left(\frac{1-d}{2}\right) \cdot \frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[\left(\frac{1-d}{2}\right) \cdot \frac{T}{2} \right]^2 \cdot t \right]} \cdot dt \quad (5.79)$$

$$i_{Dp_{AVG}} = (I_m + 2 \cdot I_{pk}) \cdot \frac{\gamma}{8} \quad (5.80)$$

c) Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador

A corrente eficaz no enrolamento primário do transformador é a mesma apresentada na operação do conversor sem o circuito de ajuda a comutação.

d) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal

A corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal é definida pela equação 5.81.

$$iDp_{AVG} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\frac{\gamma \cdot T}{2}} \left(\frac{I_{in} + I_{pk}}{2} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (5.81)$$

$$iDp_{AVG} = (I_{in} + 2 \cdot I_{pk}) \cdot \frac{\gamma}{8} \quad (5.82)$$

e) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar

A corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar é calculada por:

$$iDa_{AVG} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\left(\frac{1-d}{2}\right) \frac{T}{2}} \left(\frac{I_{in} + I_{pk}}{2} \cdot t \right) \cdot dt \right] \quad (5.83)$$

$$iDa_{AVG} = (I_{in} + 2 \cdot I_{pk}) \cdot \frac{(1-d)}{16} \quad (5.84)$$

5.4.6 - Filtro de saída

A corrente conduzida pelos diodos retificadores, considerando-se uma relação de transformação unitária, é apresentada na figura 5.26.

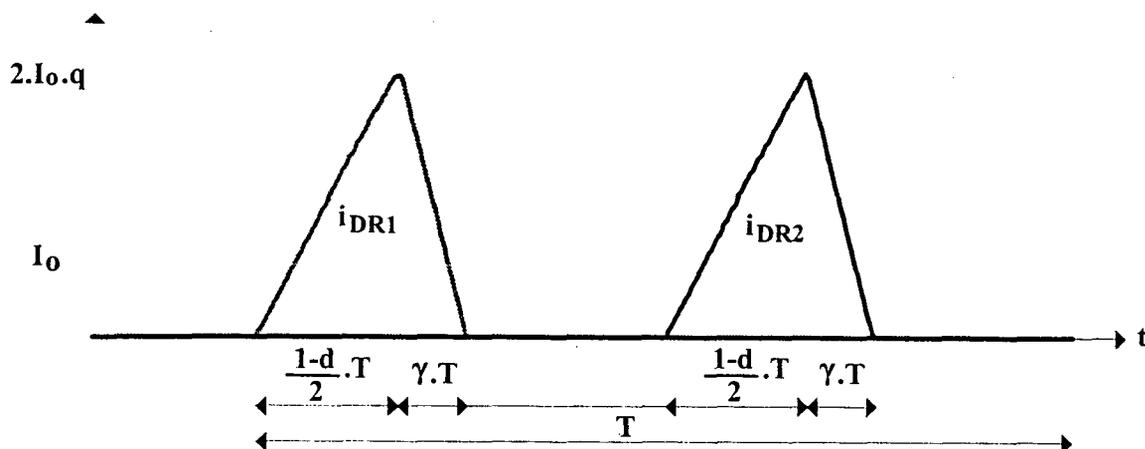


Fig. 5. 26- Forma de onda da corrente nos diodos retificadores.

Onde:

I_o – Corrente média de saída

q – Ganho estático do conversor

d – Razão cíclica do conversor

T – Período de comutação

$$\gamma = \frac{I_{in} \cdot L_d \cdot F_s}{V_{op}}$$

A componente contínua (I_o) da forma de onda apresentada na figura 5.26 circula através da carga e a componente alternada desta forma de onda, apresentada na figura 5.27, circula pelo capacitor de filtro.

A ondulação da tensão de saída pode ser calculada em função da variação da carga do capacitor de filtro.

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta Q_{C_o}}{C_o} \quad (5.85)$$

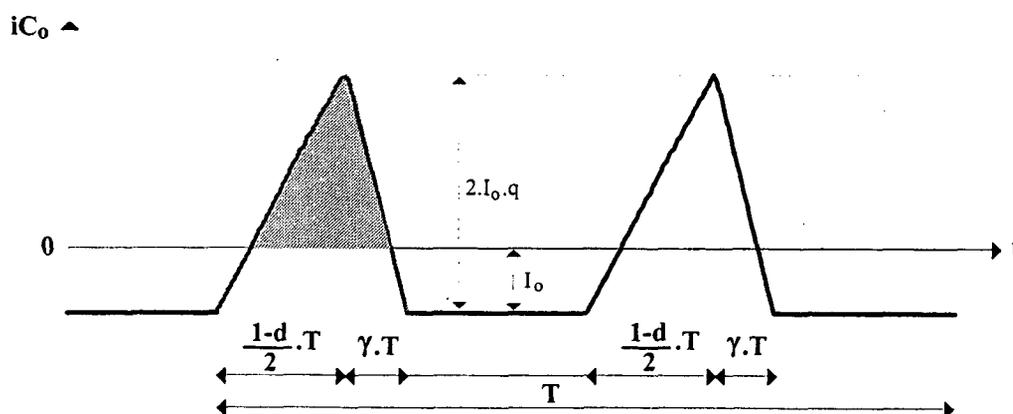


Fig. 5. 27- Forma de onda da corrente no capacitor de filtro.

A variação da carga do capacitor de filtro pode ser determinada calculando a área acima do nível zero da forma de onda da corrente no capacitor de filtro, como mostra a figura 5.27.

Com o auxílio dos triângulos (a', b', c') e (a, b, c) apresentados na figura 5.28, calcula-se a variação de carga do capacitor de filtro.

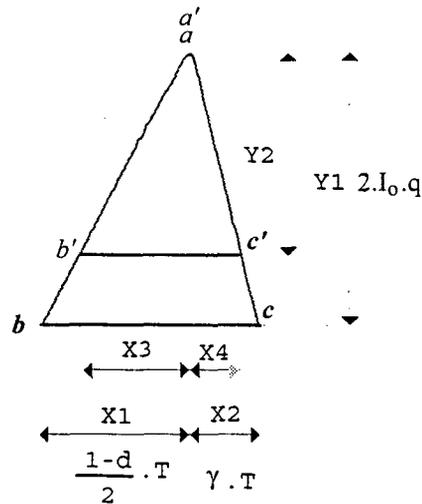


Fig. 5. 28- Triângulos formados pela forma de onda da corrente no capacitor de filtro.

A partir da figura 5.28, pela semelhança de triângulos, define-se as seguintes relações:

$$\frac{X1}{X3} = \frac{X2}{X4} = \frac{Y1}{Y2} \quad (5.86)$$

Onde:

$$X1 = \frac{1-d}{2} \cdot T \quad (5.87)$$

$$X2 = \gamma \cdot T \quad (5.88)$$

$$Y1 = 2 \cdot I_o \cdot q \quad (5.89)$$

Portanto:

$$Y2 = 2 \cdot I_o \cdot q - I_o = I_o \cdot (2 \cdot q - 1) \quad (5.90)$$

$$\frac{Y1}{Y2} = \frac{2 \cdot I_o \cdot q}{I_o \cdot (2 \cdot q - 1)} = \frac{2 \cdot q}{2 \cdot q - 1} \quad (5.91)$$

$$X3 = \frac{X1 \cdot Y2}{Y1} = \left(\frac{1-d}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{2 \cdot q - 1}{2 \cdot q} \right) \quad (5.92)$$

$$X4 = \frac{X2 \cdot Y2}{Y1} = \left(\frac{\gamma \cdot 2 \cdot q - 1}{F_s \cdot 2 \cdot q} \right) \quad (5.93)$$

A variação da carga do capacitor de filtro é calculada por:

$$\Delta Q_{Co} = \frac{1}{2} \cdot X3 \cdot Y2 + \frac{1}{2} \cdot X4 \cdot Y2 = \frac{1}{2} \cdot Y2 \cdot (X3 + X4) \quad (5.94)$$

Substituindo-se na equação 5.94 os parâmetros já definidos anteriormente, define-se a expressão do cálculo da variação de carga.

$$\Delta Q_{Co} = \frac{1}{2} \cdot I_o \cdot (2 \cdot q - 1) \cdot \left(\frac{2 \cdot q - 1}{2 \cdot q} \right) \cdot \frac{1}{F_s} \cdot \left(\frac{1 - d}{2} + \gamma \right) \quad (5.95)$$

Substituindo-se a equação 5.95 na equação 5.85, obtém-se a expressão para o cálculo da ondulação de tensão no capacitor de saída.

$$\Delta V_{Co} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{C_o \cdot F_s} \cdot (2 \cdot q - 1) \cdot \left(\frac{2 \cdot q - 1}{2 \cdot q} \right) \cdot \left(\frac{1 - d}{2} + \gamma \right) \quad (5.96)$$

A equação para o cálculo da ondulação de tensão pode ser parametrizada, como mostra a equação 5.97.

$$\overline{\Delta V} = \frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot F_s}{I_o} = \frac{(2 \cdot q - 1)}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot q - 1}{2 \cdot q} \right) \cdot \left(\frac{1 - d}{2} + \gamma \right) \quad (5.97)$$

$$\overline{\Delta V} = \frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot F_s}{I_o} = \frac{(2 \cdot q - 1)^2}{4 \cdot q} \cdot \left(\frac{1 - d + 2 \cdot \gamma}{2} \right) \quad (5.98)$$

Sendo:

$$q = \frac{1}{1 - d + 2 \cdot \gamma} \quad (5.99)$$

$$\frac{1 - d + 2 \cdot \gamma}{2} = \frac{1}{2 \cdot q} \quad (5.100)$$

Substituindo-se as equações 5.99 e 5.100 na equação 5.98, obtém-se a expressão parametrizada para o cálculo da ondulação da tensão de saída na sua forma mais simples.

$$\overline{\Delta V} = \frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot F_s}{I_o} = \frac{(2 \cdot q - 1)^2}{8 \cdot q^2} \quad (5.101)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{I_o \cdot (2 \cdot q - 1)^2}{8 \cdot q^2 \cdot C_o \cdot F_s} \quad (5.102)$$

A variação da ondulação parametrizada da tensão de saída com relação ao ganho estático é apresentada na figura 5.29. Como se pode observar nesta figura, a ondulação da

tensão de saída aumenta com o incremento do ganho estático e da razão cíclica do conversor. Portanto, o capacitor de filtro deve ser projetado considerando-se a pior condição de operação, a qual ocorre para a menor tensão de alimentação (maior ganho estático).

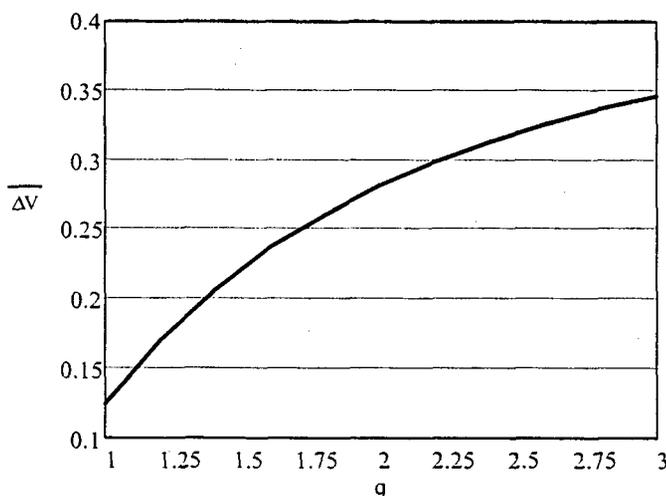


Fig. 5.29- Variação da ondulação da tensão de saída com relação ao ganho estático do conversor.

5.4.7 - Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador

A corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador pode ser calculada geometricamente pela equação 5.103.

$$i_{LS_{RMS}} = Y1 \cdot \sqrt{X1 + X2} \quad (5.103)$$

Substituindo-se as equações 5.87, 5.88 e 5.89 na equação 5.103, obtém-se a expressão que determina a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador.

$$i_{LS_{RMS}} = 2 \cdot I_o \cdot q \cdot \sqrt{\frac{1-d}{2} + \gamma} \quad (5.104)$$

5.4.8 - Esforços de corrente e tensão nos diodos retificadores

Nas aplicações com elevada tensão de saída, utiliza-se retificadores tipo ponte completa ou retificadores multiplicadores de tensão. Retificadores ponte completa com terminal central no secundário do transformador não são utilizados em função do elevado número de espiras dos enrolamentos secundários.

Os esforços de tensão e corrente nos diodos retificadores são determinados para o conversor proposto, considerando-se a utilização de retificadores ponte completa.

A corrente média em cada diodo retificador é igual à metade da corrente de saída.

$$iDr_{AVG} = \frac{I_o}{2} \quad (5.105)$$

Sendo:

$$iPk = 2 \cdot I_o \cdot q \quad (5.106)$$

Portanto:

$$iDr_{AVG} = \frac{iPk}{q \cdot 4} \quad (5.107)$$

A máxima tensão aplicada sobre os diodos retificadores é igual a tensão de saída.

5.4.9 - Determinação do intervalo de comutação ótimo do braço de comutação

O tempo em que ambos os interruptores de um braço de comutação permanecem bloqueados é conhecido na literatura como tempo morto dos interruptores. Em geral, é dada pouca atenção para a determinação deste período pois se considera que este parâmetro não apresenta influência significativa no funcionamento do conversor. Muitas vezes especifica-se uma fração fixa do período de comutação do conversor para a definição do tempo morto dos interruptores.

Entretanto, existe um valor específico para este período, o qual otimiza o rendimento do conversor na operação com carga reduzida. Este valor é dependente dos parâmetros intrínsecos do circuito tais como indutância de dispersão e capacitância dos interruptores.

Quando a energia armazenada na indutância de dispersão do conversor é suficiente para completar a transição ressonante da tensão na capacitância de comutação do interruptor, ocorre a entrada em condução do diodo em antiparalelo com o interruptor, como mostra a figura 5.30. Portanto, nesta situação, o tempo morto do conversor deve ser superior ao intervalo T_{C1} representado na figura 5.30, fazendo com que o interruptor conduza somente após o diodo em antiparalelo, garantindo a comutação suave.

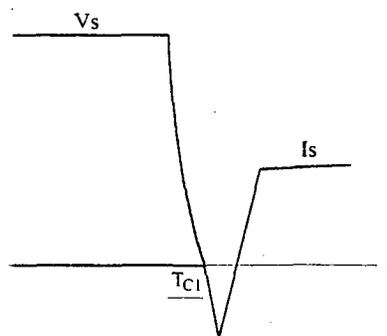


Fig. 5. 30- Comutação suave no interruptor.

Caso a energia armazenada no indutor ressonante seja exatamente igual a energia armazenada na capacitância de comutação do interruptor, a tensão atinge valor nulo mas não ocorre a condução do diodo em antiparalelo com o interruptor. Neste caso, o tempo morto dos interruptores deve ser exatamente igual ao período T_{C2} , representado na figura 5.31, para a obtenção de comutação suave.

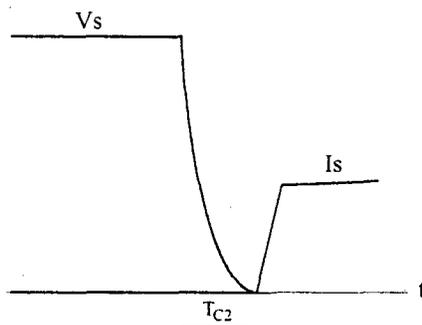
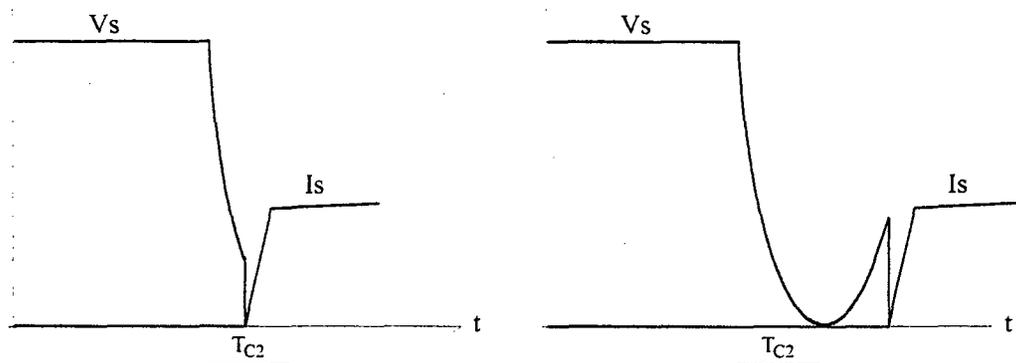


Fig. 5.31- Limite da comutação suave no interruptor.

O intervalo T_{C2} é sempre maior do que T_{C1} apresentado na figura 5.30.

Se o tempo morto considerado na situação descrita na figura 5.31 for menor ou maior do que o período T_{C2} , conforme apresentado na figura 5.32, a comutação será dissipativa mesmo havendo energia suficiente para a obtenção de comutação suave.

Portanto, se for adotado o tempo morto ótimo T_{C2} apresentado na figura 5.31, pode-se obter a faixa de comutação suave calculada teoricamente. Também se obtém um incremento no rendimento do conversor na operação com pouca carga, pois mesmo que não haja energia suficiente para manter a comutação suave, a adoção do tempo de comutação ideal reduz o nível de tensão e as perdas de comutação, como mostra a figura 5.33.



a) Período de comutação menor do que o ideal

b) Período de comutação maior do que o ideal

Fig. 5.32- Comutação dissipativa do interruptor devido ao instante de comutação inadequado.

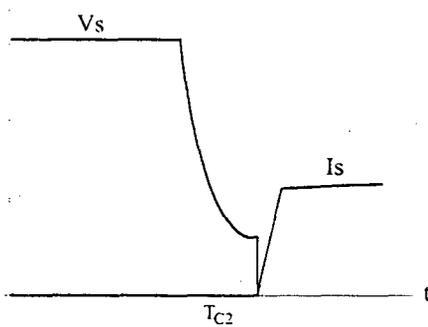


Fig. 5. 33- Redução da perda de comutação com tempo morto ótimo.

A frequência de ressonância na qual a comutação ocorre é determinada por:

$$F_o = \frac{\omega_o}{2 \cdot \pi} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_s}} \quad (5.108)$$

Sendo:

L_d – Indutância de dispersão ou indutância total de comutação

C_s – Capacitância de comutação do interruptor

O período em que a tensão no interruptor leva para atingir seu valor mínimo é igual a metade de um semi-período da ressonância, ou seja a quarta parte do período de ressonância da comutação.

Portanto, define-se o intervalo de comutação ótimo do conversor pela equação abaixo:

$$t_c = \frac{1}{4 \cdot F_o} = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_o} = \pi \cdot \sqrt{L_d \cdot C_s} \quad (5.109)$$

Este intervalo também é válido quando se utiliza o circuito auxiliar de comutação, pois o período de ressonância da comutação permanece inalterado.

5.4.10 - Determinação do capacitor de grampeamento

O capacitor de grampeamento é considerado na análise teórica do conversor como sendo uma fonte de tensão com valor igual ao especificado pela equação 5.110, já desenvolvida anteriormente.

$$V_G = \frac{2}{1-d} \cdot V_{in} \quad (5.110)$$

Desta forma, poderia ser adotado um capacitor de grampeamento com valor suficientemente elevado para ser considerado como uma fonte de tensão. Entretanto, este valor de capacitância influencia de forma importante o funcionamento do conversor

durante os transitórios. Caso haja, por exemplo, uma variação brusca na razão cíclica do conversor, a tensão de grampeamento deve adaptar-se rapidamente ao novo valor da tensão de grampeamento determinado pela equação 5.110. Caso a capacitância de grampeamento seja de valor elevado, a inércia na transição desta tensão pode prejudicar a ação do controle do conversor. Portanto, do ponto de vista do controle, a capacitância de grampeamento deve ser a menor possível, a fim de minimizar a sua influência na dinâmica do conversor.

Porém, um valor muito reduzido de capacitância de grampeamento resulta em elevação da tensão de grampeamento durante a etapa ressonante, onde a energia armazenada na indutância de dispersão é transferida para este capacitor.

Então, para a definição da capacitância de grampeamento, determina-se a máxima ondulação da tensão de grampeamento, que também é a máxima tensão sobre os interruptores, a qual permita a operação segura do conversor. Desta forma, utiliza-se a menor capacitância de grampeamento possível, minimizando a sua influência no controle do conversor.

O circuito equivalente da etapa em que a energia armazenada na indutância de dispersão é entregue para o capacitor de grampeamento é apresentado na figura 5.34.

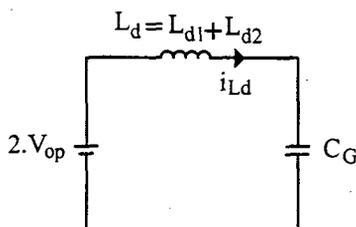


Fig. 5. 34- Circuito equivalente.

As equações que descrevem a evolução da tensão e corrente neste circuito ressonante são:

$$V_g(t) = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_G) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + \frac{I_{in}}{2} \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \quad (5.111)$$

$$i_{Ld}(t) = \frac{(2 \cdot V_{op} - V_G)}{Z_n} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + \frac{I_{in}}{2} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (5.112)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L_{d1} + L_{d2}) \cdot C_G}} \quad (5.113)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{(L_{d1} + L_{d2})}{C_G}} \quad (5.114)$$

O valor máximo de tensão no capacitor C_G ocorre quando a derivada da tensão de grampeamento descrita pela equação 5.111 é igual a zero. Desta forma, obtém-se o instante em que a tensão de grampeamento atinge o seu valor de pico.

$$t_{\max} = \frac{\operatorname{atg} \left(\frac{\frac{I_{\text{in}} \cdot Z_n}{2}}{-(2 \cdot V_{\text{op}} - V_G)} \right)}{\omega_0} \quad (5.115)$$

Substituindo-se o tempo calculado pela equação 5.115 na equação 5.111, determina-se o valor máximo de tensão no capacitor de grampeamento, considerando-se as especificações e parâmetros do circuito. Desta forma, pode-se avaliar se o capacitor de grampeamento adotado é de valor adequado, considerando-se a máxima tensão que pode ser aplicada sobre os interruptores.

$$V_{G_{\max}} = 2 \cdot V_{\text{op}} - (2 \cdot V_{\text{op}} - V_G) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_{\max}) + \frac{I_{\text{in}}}{2} \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_0 \cdot t_{\max}) \quad (5.116)$$

5.5 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

A metodologia de projeto desenvolvida é baseada na análise matemática realizada, buscando a operação do conversor com menores esforços e perdas, em função das especificações e parâmetros intrínsecos dos componentes do circuito. O projeto desenvolvido é utilizado na implementação de um protótipo para a comprovação experimental da análise realizada.

5.5.1 - Especificações

As especificações utilizadas no projeto do conversor são apresentadas a seguir:

Frequência de comutação:	$F_s=80\text{kHz}$.
Tensão mínima de entrada:	$V_{CC_{\min}}=26\text{V}$
Tensão máxima de entrada:	$V_{CC_{\max}}=44\text{V}$
Potência de saída do conversor:	$P_o=150\text{W}$
Rendimento mínimo com potência nominal:	$\eta_T=92\%$

Tensões de saída:

Catodo-Coletor 4:	$V_{C4\text{-CTH}} = -500\text{V}$
Catodo-Coletor 3:	$V_{C3\text{-CTH}} = -1200\text{V}$
Catodo-Coletor 2:	$V_{C2\text{-CTH}} = -1750\text{V}$

Catodo-Coletor 1:	$V_{C1-CTH} = -2050V$
Catodo-Anodo 0:	$V_{AO-CTH} = -2800V$
Helix-Anodo 1:	$V_{Hlx-A1} = 100V$
Catodo-Helix:	$V_{Hlx-CTH} = -3200V$

Ondulação máxima das tensões de saída:

Coletor 4:	$\Delta V_{C4} = 2V$
Coletor 3:	$\Delta V_{C3} = 2V$
Coletor 2:	$\Delta V_{C2} = 2V$
Coletor 1:	$\Delta V_{C1} = 2V$
Anodo 0:	$\Delta V_{AO} = 2V$
Anodo 1:	$\Delta V_{A1} = 2V$
Helix:	$\Delta V_{Hlx} = 1V$

Correntes de saída:

Coletor 4	$I_{C4} = 5mA$
Coletor 3	$I_{C3} = 16mA$
Coletor 2	$I_{C2} = 30mA$
Coletor 1	$I_{C1} = 30mA$
Anodo 0	$I_{A0} = 50\mu A$
Helix	$I_{Hlx} = 5mA$
Anodo 1	$I_{A1} = 100\mu A$

Os parâmetros do transformador obtidos experimentalmente são:

Indutância de magnetização com entreferro:	$L_m = 100\mu H$
Indutância de dispersão:	$L_{d1} = L_{d2} = 1,3\mu H$
Capacitância equivalente dos enrolamentos:	$C_{P1} = C_{P2} = 8,75nF$

Considerou-se uma capacitância de 1,5nF para os MOSFET utilizados.

Para estender a faixa de comutação, principalmente na operação com a maior tensão de entrada, utilizou-se uma indutância de comutação total (dispersão e indutor externo) de 10 μ H.

5.5.2 - Razão cíclica nominal

A característica de elevação de tensão do conversor em estudo permite a operação com uma tensão de saída referida ao primário (V_{op}) superior a máxima tensão de entrada,

reduzindo a relação de espiras do transformador. Entretanto, pode-se verificar matematicamente a partir da análise da comutação realizada, que a elevação da tensão V_{op} resulta também na redução da faixa de comutação suave do conversor. Além disso, também ocorre a elevação da tensão de grampeamento e da tensão nos interruptores, devido ao incremento na razão cíclica do conversor, principalmente quando o conversor opera com a mínima tensão de entrada.

Portanto, para estender a faixa de comutação suave e reduzir os esforços de tensão nos interruptores, optou-se por adotar uma tensão de saída referida ao primário próxima da máxima tensão de entrada.

$$V_{op} = 50V$$

O ganho estático do conversor operando com a mínima tensão de entrada (q_m) é determinado com a equação 5.3.

$$q_m = \frac{V_{op}}{V_{in_{min}}} = \frac{50}{26} = 1,9231$$

Na operação com a máxima tensão de entrada, o ganho estático será:

$$q_x = \frac{V_{op}}{V_{in_{max}}} = \frac{50}{44} = 1,1364$$

A corrente de entrada, na operação com a tensão de entrada mínima e máxima, é determinada respectivamente por:

$$I_{in_m} = \frac{P_o}{V_{in_{min}} \cdot 0,92} = 6,271A$$

$$I_{in_x} = \frac{P_o}{V_{in_{max}} \cdot 0,92} = 3,7A$$

O parâmetro γ pode ser definido, para as tensões de entrada mínima e máxima, com a equação 5.10.

$$\gamma_m = \frac{I_{in_m} \cdot L_d \cdot F_s}{V_{op}} = 0,1$$

$$\gamma_x = \frac{I_{in_x} \cdot L_d \cdot F_s}{V_{op}} = 0,593$$

Portanto, a razão cíclica nominal operando com os valores mínimo e máximo da tensão de entrada é definida utilizando-se a equação 5.4.

$$d_m = \frac{q_m + 2 \cdot \gamma_m - 1}{q_m} = 0,681$$

$$d_x = \frac{q_x + 2 \cdot \gamma_x - 1}{q_x} = 0,239$$

5.5.3 - Tensão de grampeamento e tensão sobre os interruptores

A tensão de grampeamento é também a máxima tensão aplicada sobre os interruptores do conversor.

A tensão de grampeamento, na operação com a tensão de entrada mínima e máxima, é calculada com a equação 5.21.

$$V_{Gm} = V_{in_{min}} \frac{2}{1 - d_m} = 163V$$

$$V_{Gx} = V_{in_{max}} \frac{2}{1 - d_x} = 44 \cdot \frac{2}{1 - 0,218} = 115V$$

Quando o conversor opera sem carga, a tensão de grampeamento é igual ao dobro da tensão de saída referida ao primário do transformador, não importando o valor da tensão de entrada. Nesta situação, a tensão de grampeamento é definida por:

$$V_G = 2 \cdot V_{op} = 100V$$

Portanto, a tensão de grampeamento mínima é igual a 100V na operação sem carga e a máxima tensão é igual a 163V na operação com potência nominal e com a mínima tensão de entrada.

5.5.4 - Capacitor de grampeamento

Admitiu-se uma elevação de tensão de 14V na determinação do capacitor de grampeamento, atingindo uma tensão máxima nos interruptores igual a 177V.

Este valor máximo de tensão é obtido utilizando-se um capacitor de grampeamento de 100nF, conforme calculado a seguir.

O intervalo de tempo no qual ocorrerá o pico de tensão é determinado pela equação 5.115.

$$t_{max} = \frac{\operatorname{atg} \left(\frac{\frac{I_{in} \cdot Z_n}{2}}{-(2 \cdot V_{op} - V_{Gm})} \right)}{\omega_0} = 8,672 \cdot 10^{-7} \text{ s}$$

Onde:

$$C_G = 100 \text{ nF}$$

$$V_{Gm} = 163 \text{ V}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L_{d1} + L_{d2}) \cdot C_G}} = 7,071 \cdot 10^5 \cdot \text{rad/s}$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{(L_{d1} + L_{d2})}{C_G}} = 14,142 \Omega$$

Substituindo-se estes valores na equação 5.116, obtém-se a máxima tensão sobre os interruptores.

$$V_{G_{\max}} = 2 \cdot V_{op} - (2 \cdot V_{op} - V_{Gm}) \cdot \cos(\omega_o \cdot t_{\max}) + \frac{I_{in}}{2} \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{\max}) = 177 \text{ V}$$

5.5.5 - Indutor de entrada

Considerando-se uma ondulação máxima de corrente igual a 15% da corrente de entrada nominal, operando com a mínima tensão de entrada, define-se o valor da indutância através da equação 5.22.

$$\Delta_{iLin} = 0,15 \cdot I_{in_m} = 0,94 \text{ A}$$

$$L_{in} = \frac{V_{in_m} \cdot d_m}{2 \cdot F_s \cdot \Delta_{iLin}} = 118 \mu\text{H}$$

Consideraram-se os mesmos parâmetros utilizados no projeto do indutor de entrada do conversor boost da estrutura de dois estágios apresentada na sessão 3.2.2.1. Utilizando o mesmo procedimento de projeto descrito para este indutor, obteve-se:

Núcleo:	EE30/14-IP12 Thornton
Número de espiras:	25 espiras
Número de condutores em paralelo:	11x 25AWG
Entreferro:	0,037cm

5.5.6 - Faixa de comutação suave na operação sem o circuito de ajuda a comutação

Devido ao baixo valor da indutância de dispersão do transformador ($L_d = 1,3 \mu\text{H}$), adicionou-se um indutor externo em série, resultando em uma indutância de comutação total de $10 \mu\text{H}$, permitindo assim estender a faixa de comutação suave do conversor.

A mínima corrente de entrada que mantém comutação suave nos interruptores é determinada pela equação 5.37.

$$\left(\Delta_{iLd} - \frac{I_{in}}{2} \right) \geq \frac{\sqrt{4 \cdot V_{op}^2 - (V_G - 2 \cdot V_{op})^2}}{Z_n}$$

Onde:

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_S}} = 81,65 \Omega$$

$$V_{op} = 50V$$

Entretanto, a tensão de grameamento V_G varia com a corrente de carga, devido a sua dependência com relação a razão cíclica do conversor, que por sua vez varia em função do parâmetro γ , que é dependente da corrente de carga. Portanto, são necessárias algumas iterações para obter o valor da corrente de carga mínima que assegura a comutação ZVS nos interruptores.

Por simplificação, o termo Δ_{iLd} , que representa a corrente devido a ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos enrolamentos não será considerado na análise da faixa de comutação, pois este valor depende do instante em que ocorre a comutação com relação ao instante da ressonância. Portanto, na prática pode haver uma pequena variação, para mais ou para menos, dependendo se esta corrente é favorável ou não a comutação. Entretanto, a análise desconsiderando-se o parâmetro Δ_{iLd} , serve como referência para a avaliação faixa de comutação suave do conversor.

Considerando a mínima tensão de entrada, a mínima corrente de entrada que assegura comutação suave, obtida após algumas iterações, é definida por:

$$I_{in} = 2 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot V_{op}^2 - (V_G - 2 \cdot V_{op})^2}}{Z_n} = 2 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot 50^2 - (117,54 - 2 \cdot 50)^2}}{81,65} = 2,413A$$

Neste ponto de operação têm-se:

Tensão de grameamento: $V_G = 117,54V$

Razão cíclica do conversor: $d = 0,558$

Potência de saída, considerando um rendimento de 92%: $P_o = 58W$

Faixa de comutação suave: 38% (comutação ZVS até 38% da potência nominal)

Para a máxima tensão de entrada, obtêm-se como resultado:

$$I_{in} = 2 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot V_{op}^2 - (V_G - 2 \cdot V_{op})^2}}{Z_n} = 2 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot 50^2 - (109,8 - 2 \cdot 50)^2}}{81,65} = 2,438A$$

Neste ponto de operação têm-se:

Tensão de grampeamento: $V_G=109,2V$

Razão cíclica do conversor: $d=0,197$

Potência de saída, considerando um rendimento de 92%: $P_o=98W$

Faixa de comutação suave: 65% (comutação ZVS até 65% da potência nominal)

Embora a faixa de comutação suave na operação com a máxima tensão de entrada seja significativamente inferior com relação a mínima tensão de entrada, o rendimento na operação com tensão máxima deve manter-se superior na maior parte da faixa de carga, em função das menores perdas de condução resultantes da maior tensão de entrada e menor razão cíclica. Portanto, considera-se a faixa de comutação suave adequada, não sendo necessária a adição de um circuito de ajuda a comutação.

5.5.7 - Esforços de corrente

Os esforços de corrente dos principais componentes do conversor, operando com potência nominal nas condições de mínima e máxima tensão de entrada, são apresentados a seguir.

5.5.7.1 - OPERAÇÃO COM A MÍNIMA TENSÃO DE ENTRADA:

a) Corrente eficaz no interruptor principal

$$i_{Sp_{RMS}} = I_{in_m} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{15 \cdot \gamma_m + 13 - 7 \cdot d_m} = 4A$$

b) Corrente eficaz no interruptor auxiliar

$$i_{Sa_{RMS}} = I_{in_m} \cdot \frac{\sqrt{3}}{12} \cdot \sqrt{1 - d_m} = 0,511A$$

c) Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador

$$i_{Sp_{RMS}} = I_{in_m} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{17 \cdot \gamma_m + 14 - 6 \cdot d_m} = 4,364A$$

d) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal

$$i_{Dp_{AVG}} = I_{in_m} \cdot \frac{\gamma_m}{8} = 0,08A$$

e) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar

$$i_{Da_{AVG}} = I_{in_m} \cdot \frac{(1-d_m)}{16} = 0,125A$$

5.5.7.2 - OPERAÇÃO COM A MÁXIMA TENSÃO DE ENTRADA:

a) Corrente eficaz no interruptor principal

$$i_{Sp_{RMS}} = I_{in_x} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{15 \cdot \gamma_x + 13 - 7 \cdot d_x} = 2,644A$$

b) Corrente eficaz no interruptor auxiliar

$$i_{Sa_{RMS}} = I_{in_x} \cdot \frac{\sqrt{3}}{12} \cdot \sqrt{1-d_x} = 0,467A$$

c) Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador

$$i_{Spr_{RMS}} = I_{in_x} \cdot \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \sqrt{17 \cdot \gamma_x + 14 - 6 \cdot d_x} = 2,787A$$

d) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor principal

$$i_{Dp_{AVG}} = I_{in_x} \cdot \frac{\gamma_x}{8} = 0,0275A$$

e) Corrente média no diodo em antiparalelo com o interruptor auxiliar

$$i_{Da_{AVG}} = I_{in_x} \cdot \frac{(1-d_x)}{16} = 0,176A$$

5.5.8 - Cálculo dos capacitores de filtro

Com as especificações de ondulação de tensão e corrente nominal em cada saída, determina-se os capacitores de filtro do conversor.

Como as especificações e a conexão dos resistores de carga são os mesmos utilizados no procedimento de projeto do conversor de dois estágios (capítulo 3), ocorre o somatório das correntes de cada saída. O valor da corrente nominal total de cada saída é apresentado novamente abaixo.

$$I_{TA1} = I_{A1} = 100\mu A$$

$$I_{THx} = I_{Hix} + I_{TA1} = 5mA + 100\mu A = 5,1mA$$

$$I_{TA0} = I_{A0} + I_{THx} = 50\mu A + 5,1mA = 5,15mA$$

$$I_{TC1} = I_{C1} + I_{TA0} = 30\text{mA} + 5,15\text{mA} = 35,15\text{mA}$$

$$I_{TC2} = I_{C2} + I_{TC1} = 30\text{mA} + 35,15\text{mA} = 65,15\text{mA}$$

$$I_{TC3} = I_{C3} + I_{TC2} = 16\text{mA} + 65,15\text{mA} = 81,15\text{mA}$$

$$I_{TC4} = I_{C4} + I_{TC3} = 5\text{mA} + 81,15\text{mA} = 86,15\text{mA}$$

Como a maior ondulação da corrente de saída ocorre na operação com a menor tensão de entrada, os capacitores de filtro são determinados considerando-se esta situação.

A capacitância de filtro de cada saída pode ser calculada diretamente através da equação 5.102.

Portanto, para cada saída tem-se:

$$C_{C4} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TC4}}{\Delta V_{C4} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 147\text{nF}$$

$$C_{C3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TC3}}{\Delta V_{C3} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 139\text{nF}$$

$$C_{C2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TC2}}{\Delta V_{C2} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 110\text{nF}$$

$$C_{C1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TC1}}{\Delta V_{C1} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 60\text{nF}$$

$$C_{CA0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TCA0}}{\Delta V_{CA0} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 8,8\text{nF}$$

$$C_{CHlx} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TCHlx}}{\Delta V_{CHlx} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 17\text{nF}$$

$$C_{CA1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{TCA1}}{\Delta V_{CA1} \cdot F_s} \frac{(2 \cdot q_m - 1)^2}{4 \cdot q_m^2} = 0,17\text{nF}$$

Na implementação prática deve-se utilizar os valores comerciais com capacitância igual ou superior as calculadas para garantir uma ondulação de tensão igual ou menor a especificada.

5.5.9 - Corrente eficaz nos enrolamentos secundários do transformador

A corrente eficaz nos enrolamentos secundários do transformador pode ser calculada diretamente com a equação 5.104.

$$i_{LS_{RMS}} = 2 \cdot I_o \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m}$$

Portanto, para cada enrolamento secundário tem-se:

$$i_{LC4_{RMS}} = 2 \cdot I_{TC4} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 169\text{mA}$$

$$i_{LC3_{RMS}} = 2 \cdot I_{TC3} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 159\text{mA}$$

$$i_{LC2_{RMS}} = 2 \cdot I_{TC2} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 127,7\text{mA}$$

$$i_{LC1_{RMS}} = 2 \cdot I_{TC1} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 69\text{mA}$$

$$i_{LCAo_{RMS}} = 2 \cdot I_{TCAo} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 10\text{mA}$$

$$i_{LCHlx_{RMS}} = 2 \cdot I_{TCHlx} \cdot q_m \cdot \sqrt{\frac{1-d_m}{2} + \gamma_m} = 10\text{mA}$$

5.5.10 - Projeto do transformador

O projeto do transformador foi realizado seguindo o procedimento descrito no capítulo 2. Como as relações de transformação do conversor apresentado no capítulo 3 são as mesmas do conversor apresentado neste capítulo e os esforços de corrente são semelhantes, obteve-se os mesmos parâmetros do transformador apresentado no capítulo 3. As especificações do transformador implementado são apresentadas a seguir.

Temperatura ambiente:	$T_a=40^\circ\text{C}$
Elevação de temperatura:	$\Delta t=50^\circ\text{C}$
Frequência de operação	$F_s=80\text{kHz}$
Potência nominal:	$P_o=150\text{W}$
Perda total:	$P_i=3\text{W}$
Núcleo utilizado:	ETD39 – IP12-Thornton
Resistência térmica do núcleo:	$R_{TH}=17^\circ\text{C/W}$

Densidade de fluxo:	B=0,1T
Densidade de corrente:	J=350A/cm ²
Número de espiras do primário:	9 espiras
Condutores em paralelo no primário:	3 condutores Litz (40x37AWG)
Número de espiras no secundário do coletor 4:	90 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 3:	126 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 2:	99 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do coletor 1:	54 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do anodo 0:	135 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do Helix:	72 espiras 29AWG
Número de espiras no secundário do anodo 1:	18 espiras 29AWG

5.5.11 - Estimativa teórica do rendimento

O rendimento teórico do conversor operando com potência nominal pode ser calculado através da relação abaixo:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Sp} + P_{Sa} + P_{Dp} + P_{Da} + P_{trf} + P_{DR} + P_{Lin}} \cdot 100\%$$

Onde:

P_o – Potência nominal de saída

P_{Sp} – Perda de condução nos interruptores principais.

P_{Sa} – Perda de condução nos interruptores auxiliares.

P_{Dp} – Perda de condução nos diodos em antiparalelo com os interruptores principais.

P_{Da} – Perda de condução nos diodos em antiparalelo com os interruptores auxiliares.

P_{trf} – Perda total no transformador.

P_{DR} – Perda de condução nos diodos retificadores

P_{Lin} – Perda no indutor de entrada

Pode-se fazer uma estimativa destas perdas com base nos esforços de tensão e corrente calculados na operação do conversor com tensão de entrada mínima e máxima.

5.5.11.1 - RENDIMENTO TEÓRICO OPERANDO COM A MÍNIMA TENSÃO DE ENTRADA

a) Perda de condução no interruptor principal

Considera-se a utilização do MOSFET APT20M22LVR como interruptor principal com uma resistência de condução de $R_{ds_{on}}=0,033\Omega$ a 80°C .

Portanto a perda de condução nos dois interruptores principais será:

$$P_{Sp} = 2 \cdot R_{ds_{on}} \cdot i_{Sp_{RMS}}^2 = 2 \cdot 0,033 \cdot 4^2 = 1,06\text{W}$$

b) Perda de condução no interruptor auxiliar

Considera-se a utilização do MOSFET IRFP254 com uma resistência de condução de $R_{ds_{on}}=0,14\Omega$ a 80°C .

Portanto a perda de condução nos dois interruptores auxiliares será:

$$P_{Sa} = 2 \cdot R_{ds_{on}} \cdot i_{Sa_{RMS}}^2 = 2 \cdot 0,14 \cdot 0,511^2 = 0,073\text{W}$$

c) Perda de condução no diodo antiparalelo do interruptor principal

Considerando uma queda de tensão de $1,3\text{V}$ na condução do diodo, a perda de condução nos dois diodos em antiparalelo com os interruptores principais será:

$$P_{Dp} = 2 \cdot V_{d_{on}} \cdot i_{Dp_{AVG}} = 2 \cdot 1,3 \cdot 0,08 = 0,204\text{W}$$

d) Perda de condução no diodo antiparalelo do interruptor auxiliar

A perda de condução nos dois diodos em antiparalelo com os interruptores auxiliares será:

$$P_{Da} = 2 \cdot V_{d_{on}} \cdot i_{Da_{AVG}} = 2 \cdot 1,3 \cdot 0,125 = 0,325\text{W}$$

e) Perda de condução total nos diodos retificadores

A corrente média dos diodos retificadores de cada saída é calculada por:

$$I_{DRC4} = \frac{I_{TC4}}{2} = 43\text{mA}$$

$$I_{DRC3} = \frac{I_{TC3}}{2} = 40,575\text{mA}$$

$$I_{DRC2} = \frac{I_{TC2}}{2} = 32,575\text{mA}$$

$$I_{DRC1} = \frac{I_{TC1}}{2} = 17,575\text{mA}$$

$$I_{DRCA0} = \frac{I_{TCA0}}{2} = 2,575\text{mA}$$

$$I_{DRCHlx} = \frac{I_{TCHlx}}{2} = 2,55\text{mA}$$

Considerando-se uma queda de tensão de 1,3V nos diodos, a perda de condução total nos diodos retificadores é igual a:

$$P_{DR} = (I_{DRC4} + I_{DRC3} + I_{DRC2} + I_{DRC1} + I_{DRCA0} + I_{DRCHlx}) \cdot 4 \cdot 1,3 = 0,7224\text{W}$$

f) Perda no indutor de entrada

Como o indutor de entrada utilizado no conversor de estágio único é idêntico ao indutor de entrada do conversor boost da estrutura composta por dois estágios, e sendo os esforços de corrente muito próximos, as perdas no indutor de entrada serão também iguais. Portanto, considera-se as perdas no indutor de entrada do conversor de estágio único iguais as calculadas na sessão 3.2.2.1.

$$P_{Lin} = 1,23\text{W}$$

g) Perda total no transformador

Conforme apresentado no capítulo 2, considerou-se uma perda total máxima de 3W no projeto do transformador, em função da máxima elevação de temperatura adotada no projeto e da resistência térmica do núcleo utilizado. Portanto, este valor máximo de perda no transformador foi utilizado no cálculo do rendimento.

$$P_{trf} = 3\text{W}$$

i) Estimativa do rendimento na operação com tensão mínima

Obtém-se como estimativa do rendimento do conversor operando com potência nominal e com a mínima tensão de entrada o valor de 95,7%.

$$\eta = \frac{150}{150 + 1,06 + 0,073 + 0,204 + 0,325 + 3 + 0,7224 + 1,23} \cdot 100\% = 95,7\%$$

5.5.11.2 - RENDIMENTO TEÓRICO OPERANDO COM A MÁXIMA TENSÃO DE ENTRADA

a) Perda de condução no interruptor principal

A perda de condução nos dois interruptores principais é igual a:

$$R_{ds_{on}} = 0,033\Omega \text{ a } 80^\circ\text{C}$$

$$P_{Sp} = 2 \cdot R_{ds_{on}} \cdot i_{Sp_{RMS}}^2 = 2 \cdot 0,033 \cdot 2,664^2 = 0,47\text{W}$$

b) Perda de condução no interruptor auxiliar

A perda de condução nos dois interruptores auxiliares é calculada por:

$R_{ds_{on}} = 0,14 \Omega$ a 80°C .

$$P_{Sa} = 2 \cdot R_{ds_{on}} \cdot i_{Sa_{RMS}}^2 = 2 \cdot 0,14 \cdot 0,467^2 = 0,061\text{W}$$

c) Perda de condução no diodo antiparalelo do interruptor principal

A perda de condução nos dois diodos em antiparalelo com os interruptores principais:

$$P_{Dp} = 2 \cdot V_{d_{on}} \cdot i_{Dp_{AVG}} = 2 \cdot 1,3 \cdot 0,08 = 0,204\text{W}$$

d) Perda de condução no diodo antiparalelo do interruptor auxiliar

A perda de condução nos dois diodos em antiparalelo com os interruptores auxiliares será:

$$P_{Da} = 2 \cdot V_{d_{on}} \cdot i_{Da_{AVG}} = 2 \cdot 1,3 \cdot 0,176 = 0,458\text{W}$$

e) Perda de condução total nos diodos retificadores

A corrente média dos diodos retificadores e as perdas, são as mesmas apresentadas na operação com a menor tensão de entrada.

$$P_{DR} = (I_{DRC4} + I_{DRC3} + I_{DRC2} + I_{DRC1} + I_{DRCAo} + I_{DRCHlx}) \cdot 4 \cdot 1,3 = 0,7224\text{W}$$

f) Perda no indutor de entrada

A corrente média no indutor, na operação com a máxima tensão de entrada, reduz-se para 3,7A. Portanto a perda no indutor de entrada é estimada por:

$$P_{Lin} = I_{in}^2 \cdot \frac{R_{25AWG}}{N_{cond}} \cdot l_t \cdot N \cdot 1,3 = 3,7^2 \cdot \frac{0,001419}{11} \cdot 6,7 \cdot 25 \cdot 1,3 = 0,384\text{W}$$

f) Perda total no transformador

Conforme apresentado no capítulo 2, considerou-se uma perda total máxima de 3W no projeto do transformador, em função da máxima elevação de temperatura adotada no projeto e da resistência térmica do núcleo utilizado. Portanto, este valor máximo de perda no transformador foi utilizado no cálculo do rendimento.

$$P_{tr} = 3\text{W}$$

i) Estimativa do rendimento na operação com tensão máxima.

Obtém-se como estimativa do rendimento do conversor operando com potência nominal e com a máxima tensão de entrada o valor de 96,5%.

$$\eta = \frac{150}{150 + 0,47 + 0,061 + 0,204 + 0,458 + 3 + 0,7224 + 0,384} \cdot 100\% = 96,5\%$$

5.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Realizou-se a simulação do circuito apresentado na figura 5.35, operando com potência nominal, sendo adotadas as especificações e parâmetros utilizados e obtidos no procedimento de projeto.

As simulações foram realizadas utilizando apenas uma saída de alta tensão e retificador ponte completa, sendo mantido o modelo equivalente do transformador de alta tensão obtido experimentalmente. A simulação foi realizada desta forma devido aos problemas de convergência apresentados, resultantes da presença de um número elevado de diodos retificadores e enrolamentos secundários no circuito. Entretanto, na implementação prática, utilizou-se todas as saídas com tensão nominal.

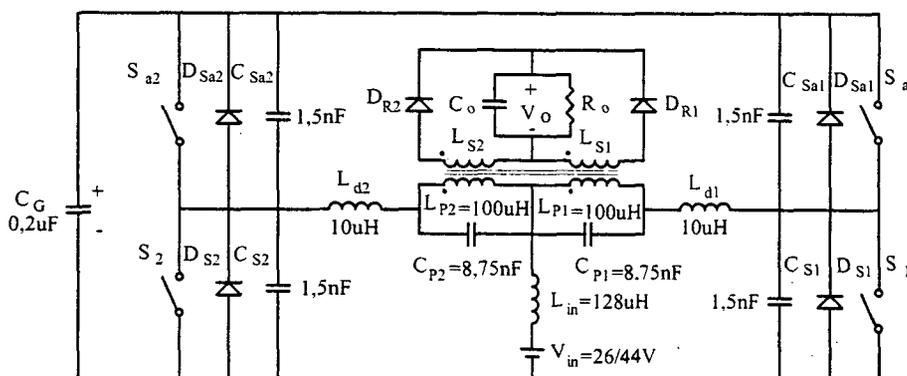


Fig. 5. 35- Circuito simulado do conversor push-pull alimentado em corrente e com grampeamento ativo.

5.6.1 - Resultados de simulação na operação com a mínima tensão de entrada

A seguir são apresentadas as principais formas de onda resultantes da simulação do circuito da figura 5.35, operando com potência nominal e com tensão de entrada igual a 26V.

A comutação no interruptor principal S_1 é apresentada na figura 5.36. A entrada em condução e o bloqueio do interruptor principal ocorrem com tensão nula, eliminando as perdas de comutação no interruptor.

A corrente eficaz no interruptor principal é igual a 3,8A e a tensão máxima aplicada neste interruptor é aproximadamente igual a 170V. Pode-se observar durante a condução dos interruptores principais que ocorre a ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos enrolamentos.

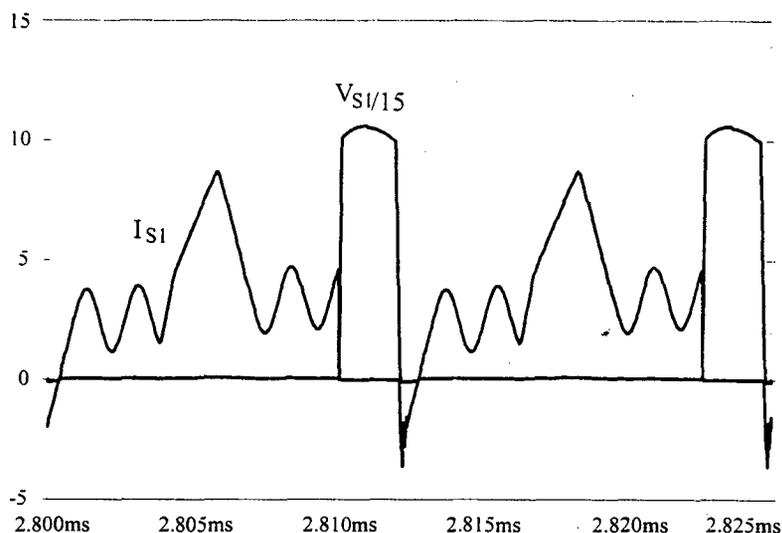


Fig. 5. 36- Comutação no interruptor S_1 .

A figura 5.37 apresenta a comutação no interruptor auxiliar S_{a1} . Da mesma forma que ocorre com o interruptor principal, a entrada e o bloqueio do interruptor auxiliar ocorrem com tensão nula.

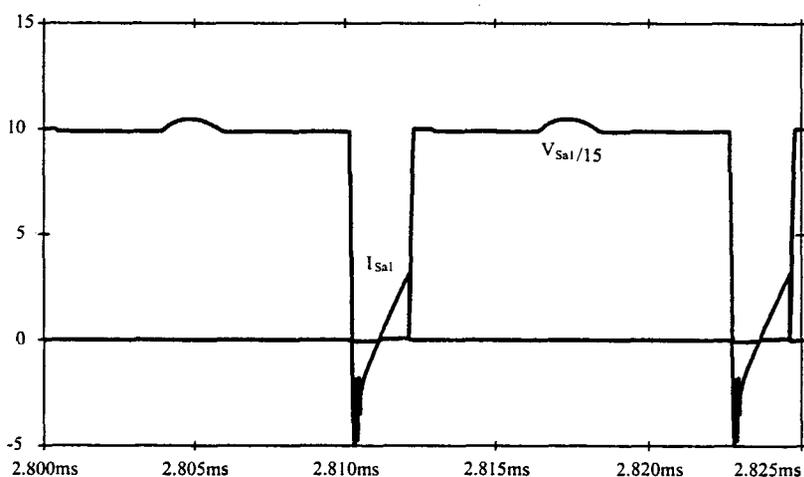


Fig. 5. 37- Comutação no interruptor S_{a1} .

O período de condução do interruptor auxiliar é muito reduzido, resultando em um baixo valor eficaz de corrente (0,53A).

Observa-se na figura 5.38, a forma de onda da tensão na capacitância equivalente dos enrolamentos. As transições de tensão nesta capacitância ocorrem de forma ressonante, evitando a dissipação da energia armazenada nesta capacitância.

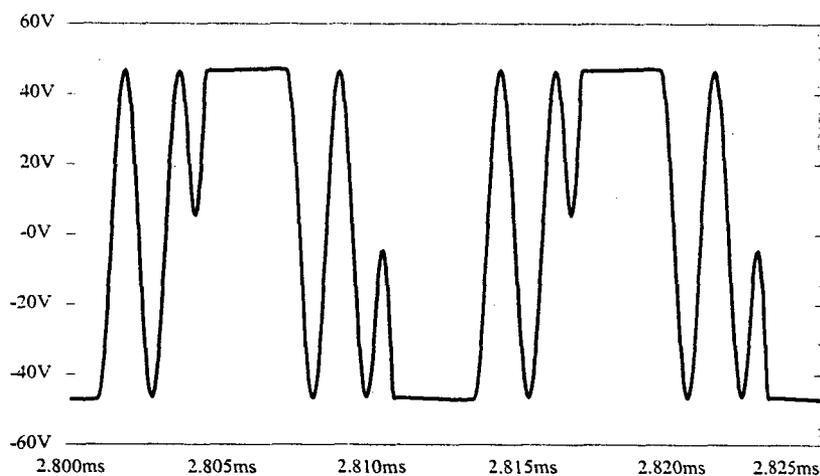


Fig. 5. 38- Tensão na capacitância equivalente dos enrolamentos (C_p).

A forma de onda da corrente na indutância de dispersão do transformador é apresentada na figura 5.39.

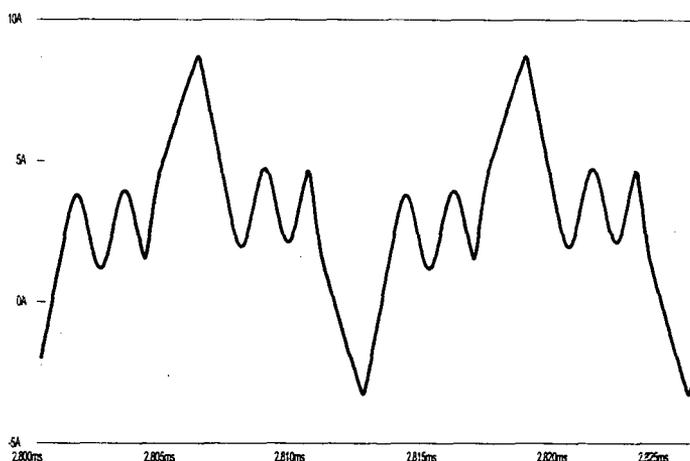


Fig. 5. 39- Corrente na indutância de dispersão do transformador.

A corrente de entrada é contínua, com uma ondulação de 0,713A.

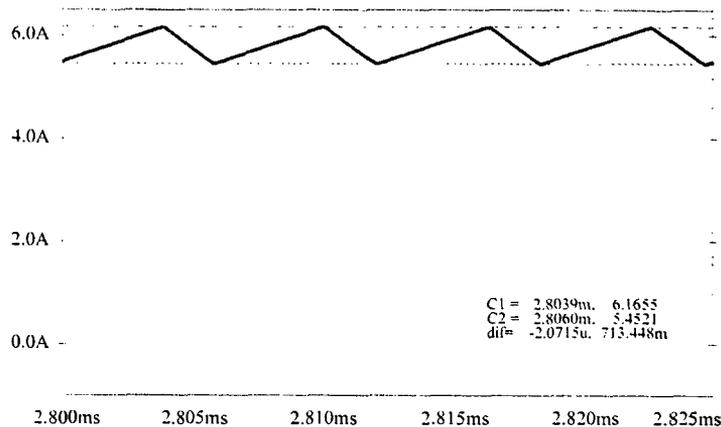


Fig. 5. 40- Corrente de entrada.

A tensão e corrente em um diodo retificador são apresentadas na figura 5.41.

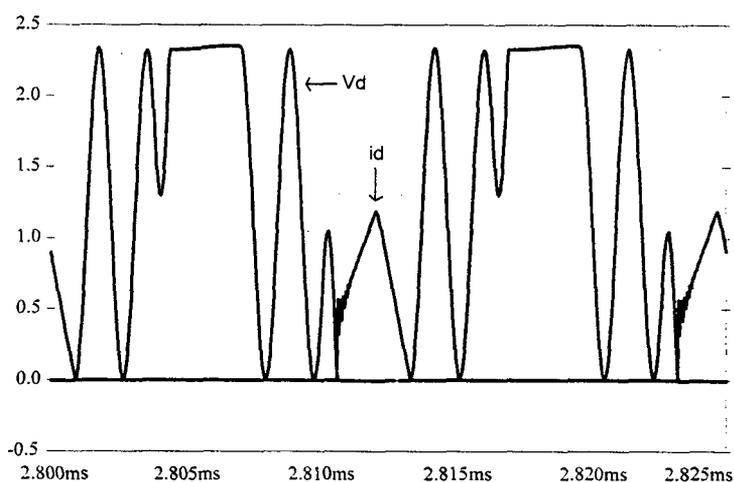


Fig. 5. 41- Tensão e corrente em um diodo retificador.

5.6.2 - Resultados de simulação na operação com a máxima tensão de entrada

As principais formas de ondas obtidas com a simulação da estrutura operando com potência nominal e com tensão de entrada de 44V são apresentadas a seguir.

A comutação suave no interruptor principal S_1 é apresentada na figura 5.42. A corrente eficaz no interruptor principal é igual a 2,4A e a tensão máxima aplicada neste interruptor é igual a 120V. A ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância dos enrolamentos é menos visível nesta condição de operação, devido ao reduzido período de sobreposição dos instantes de condução dos interruptores principais, não ocorrendo a evolução da ressonância.

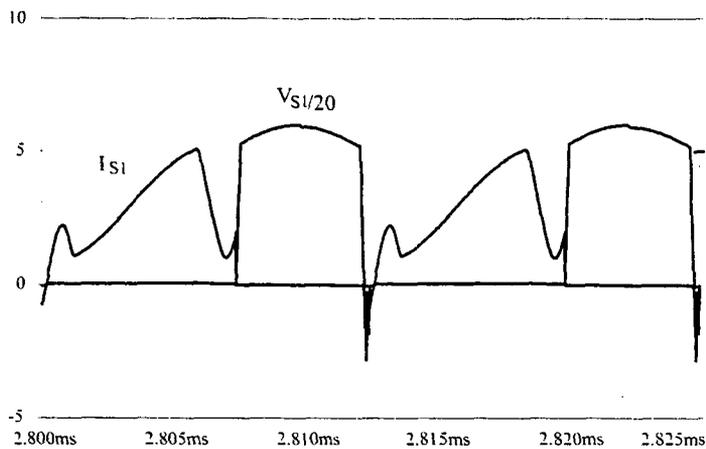


Fig. 5. 42- Comutação no interruptor S_1 .

A figura 5.43 apresenta a comutação suave no interruptor auxiliar S_{a1} . A corrente eficaz no interruptor auxiliar é igual a 0,6A.

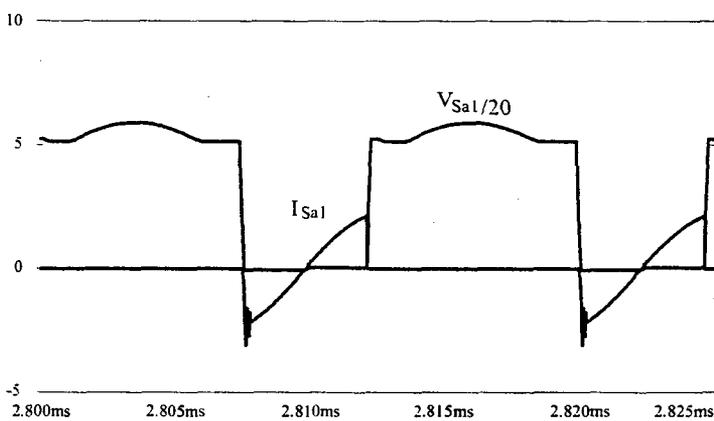


Fig. 5. 43- Comutação no interruptor S_{a1} .

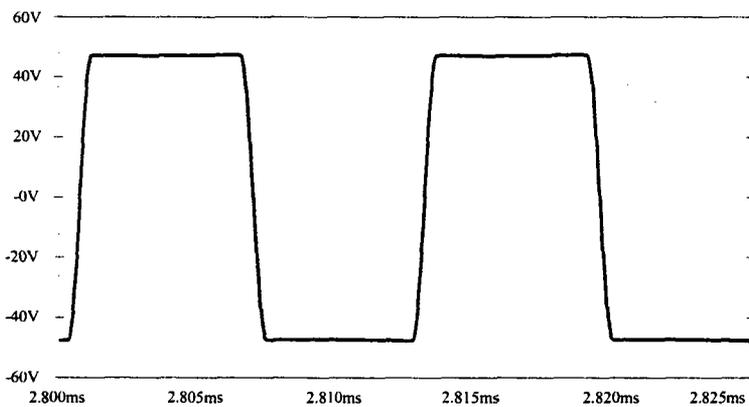


Fig. 5. 44- Tensão na capacitância equivalente dos enrolamentos (C_p).

A transição de tensão na capacitância equivalente dos enrolamentos continua ocorrendo de forma ressonante, conforme mostra a figura 5.44, evitando a dissipação da energia armazenada nesta capacitância.

A tensão e corrente no diodo retificador são apresentadas na figura 5.45.

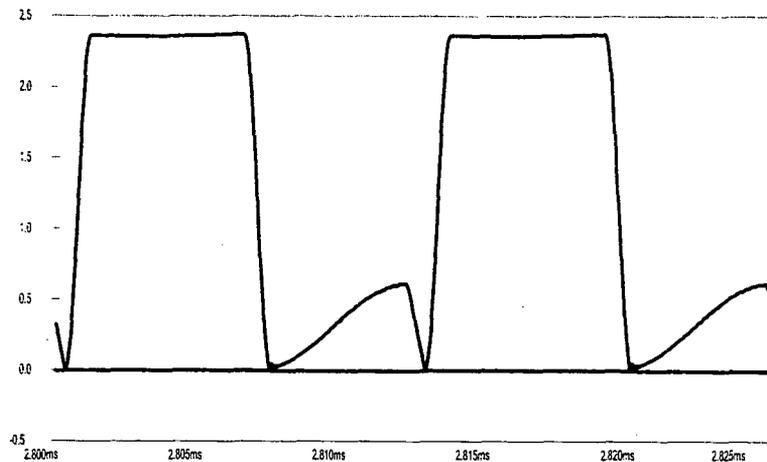


Fig. 5. 45- Tensão e corrente em um diodo retificador.

5.7 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito completo da etapa de potência do conversor push-pull implementado é apresentado na figura 5.46. Foram seguidas as mesmas especificações, parâmetros e componentes definidos no procedimento de projeto e utilizados na simulação. O transformador e os retificadores são os mesmos utilizados no conversor estudado no capítulo 3.

Os componentes utilizados na implementação do circuito são descritos na tabela 5.1.

Quant.	Referência	Descrição	Especificação
02	S1, S2	MOSFET	APT20M22LVR
02	Sa1, Sa2	MOSFET	IRFP254
28	Dr1- Dr28	Diodo ultra-fast	Mur1100
01	L1	Indutor de filtro	Núcleo - 30/14 - IP12-Thornton L1 = 128µH Lg/2=0,037 25 espiras - 11x25AWG
02	Ld1 e Ld2	Indutor ressonante	Núcleo - 30/7 - IP12-Thornton L2 = 6µH Lg/2=0,06cm 5 espiras - 3 x Litz (40x37AWG)
01	CG	Capacitor de polipropileno	220nF/250V

02	C4	Capacitor de polipropileno	100nF/630V + 47nF/630V
01	C3	Capacitor de polipropileno	100nF/1,2kV+47nF/1,2kV
01	C2	Capacitor de polipropileno	100nF/1,2kV
01	C1	Capacitor de polipropileno	68nF/630V
01	CA0	Capacitor de polipropileno	33nF/1,2kV
01	CHlx	Capacitor de polipropileno	33nF/630V
01	CA1	Capacitor de polipropileno	33nF/630V
01	---	Transformador de alta tensão	Núcleo – ETD39 – IP12-Thornton LP1-9 espiras-3xLitz (40x37AWG) LP2-9 espiras-3xLitz (40x37AWG) LC4-90 espiras 29AWG LC3-126 espiras 29AWG LC2-99 espiras 29AWG LC1-54 espiras 29AWG LA0-135 espiras 29AWG LHlx-72 espiras 29AWG LA1-18 espiras 29AWG

Tabela 5.1- Descrição dos componentes utilizados na implementação

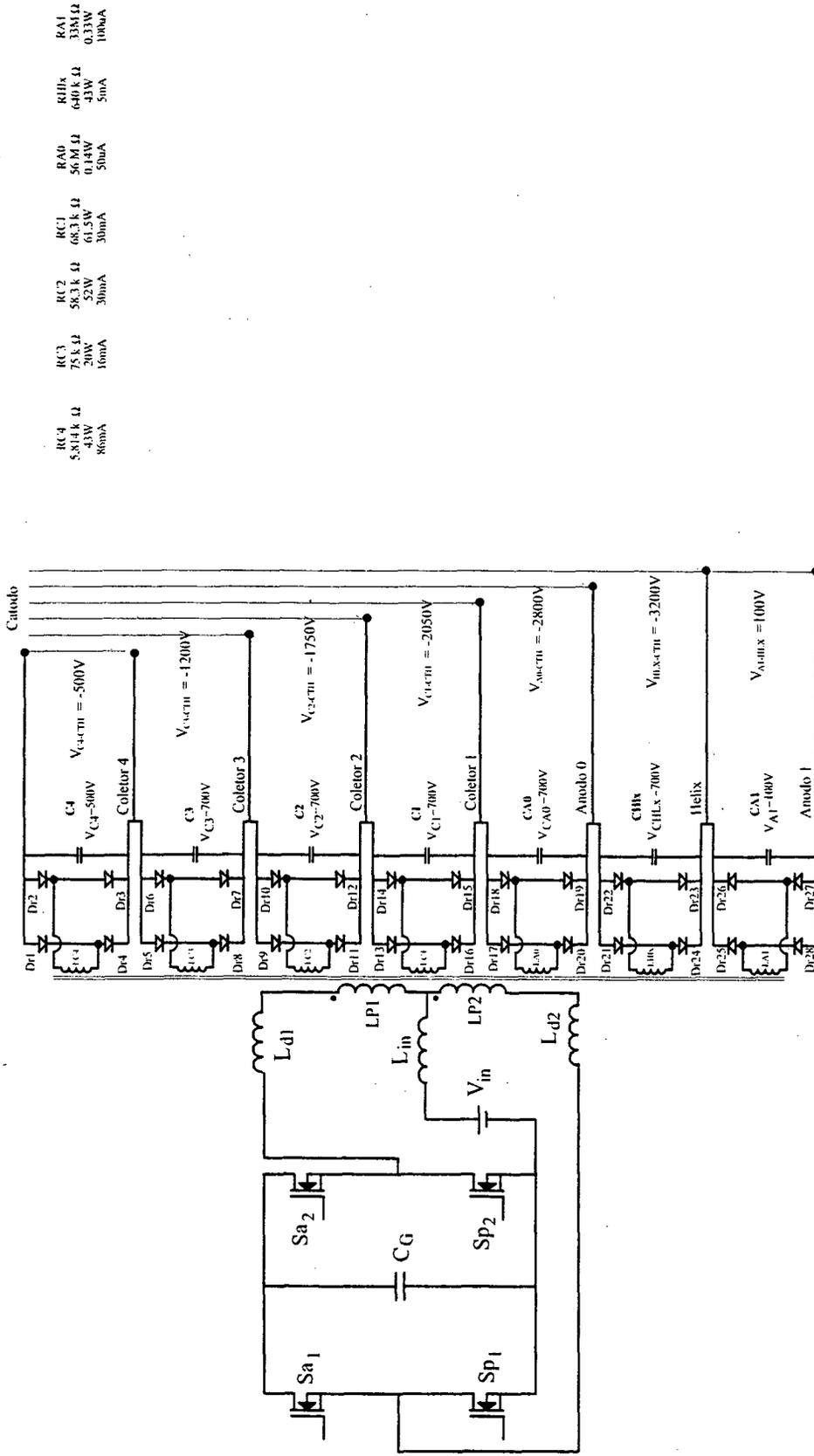


Fig. 5.46- Circuito de potência do conversor push-pull com grameamento ativo implementado.

5.7.1 - Principais formas de onda operando com a mínima tensão de entrada

As principais formas de onda obtidas do protótipo operando com potência nominal e com a menor tensão de entrada (26V), são apresentadas a seguir.

A comutação suave no interruptor principal é apresentada na figura 5.47. Observa-se a existência da ressonância entre a indutância de dispersão e a capacitância equivalente dos enrolamentos do transformador, validando o modelo equivalente de três elementos do transformador utilizado na análise teórica. O período de ressonância é o mesmo obtido por simulação e previsto pela análise teórica. A corrente eficaz no interruptor é igual a 4,3A e a tensão máxima sobre o interruptor é igual a 161V.

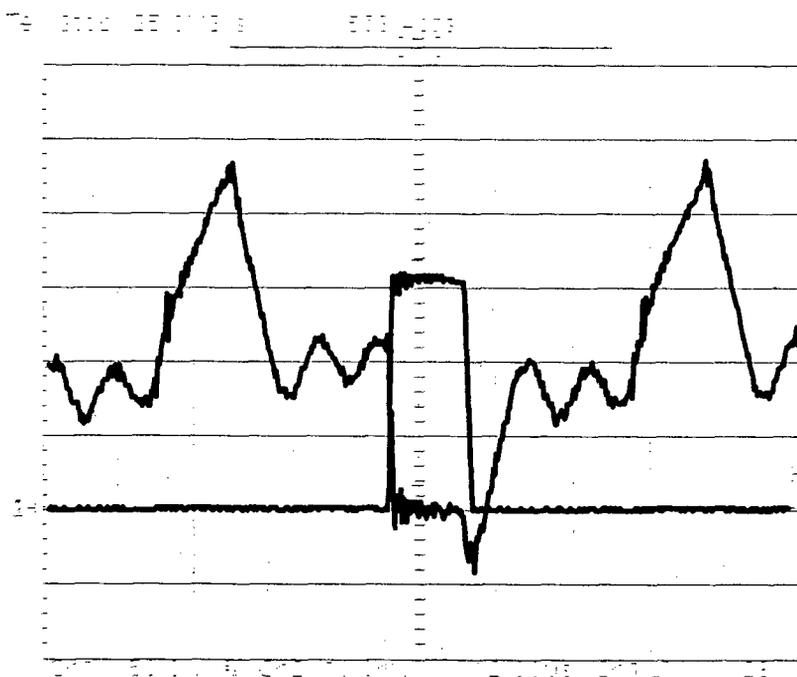


Fig. 5.47- Tensão e corrente no interruptor S_1 (50V/2A/2 μ s/div).

A figura 5.48 mostra a comutação suave no interruptor auxiliar. Os esforços de corrente no interruptor auxiliar são significativamente menores do que no interruptor principal.

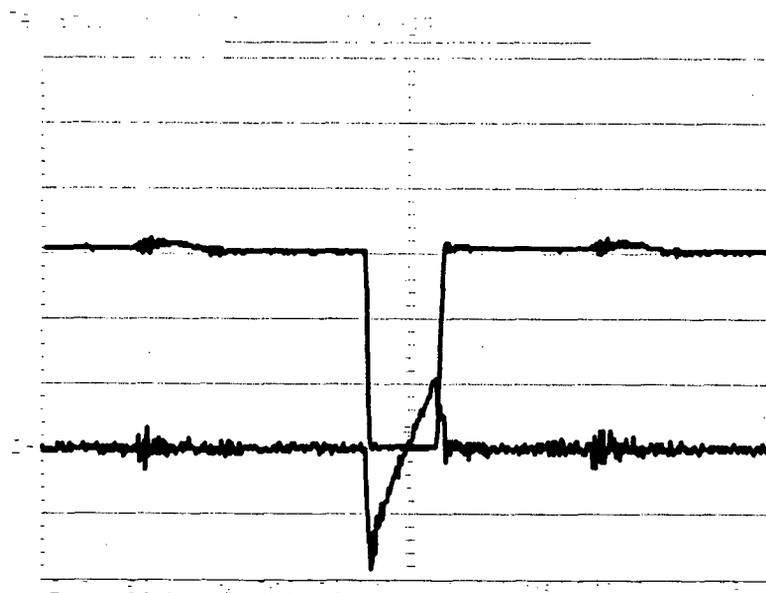


Fig. 5.48- Tensão e corrente no interruptor auxiliar (50V/2A/2 μ s/div).

As transições de tensão no enrolamento primário do transformador são apresentadas na figura 5.49. Observa-se algumas diferenças entre esta forma de onda e a obtida por simulação, apresentada na figura 5.38. Entretanto, a forma de onda apresentada na simulação refere-se somente a tensão sobre a capacitância equivalente dos enrolamentos, enquanto que a forma de onda experimental inclui a tensão na capacitância equivalente e a indutância de dispersão do transformador, excluindo-se o indutor de comutação externo.

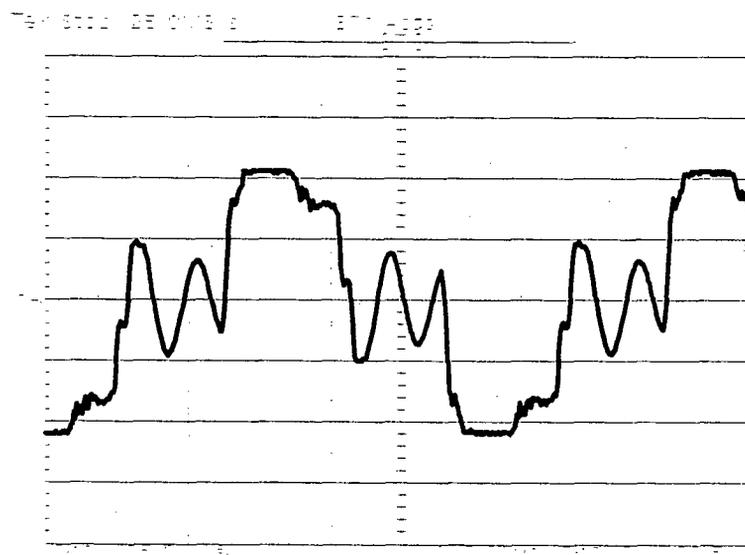


Fig. 5.49- Tensão no enrolamento primário do transformador (25V/2 μ s/div).

A corrente que circula pelo enrolamento primário do transformador é apresentada na figura 5.50. A corrente eficaz neste enrolamento é igual a 4,35A.

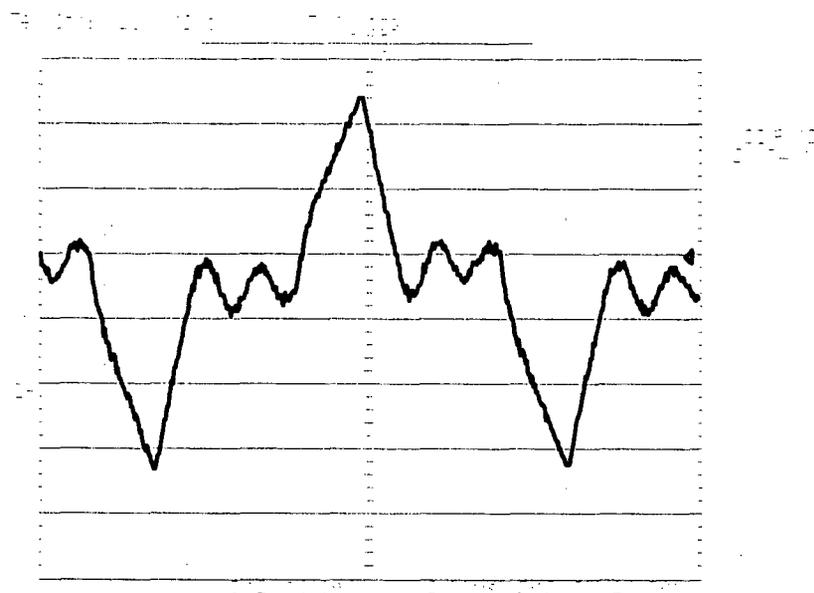


Fig. 5.50- Corrente no enrolamento primário do transformador ($2A/2\mu s/div$).

A figura 5.51 mostra a corrente de entrada e a sua ondulação.

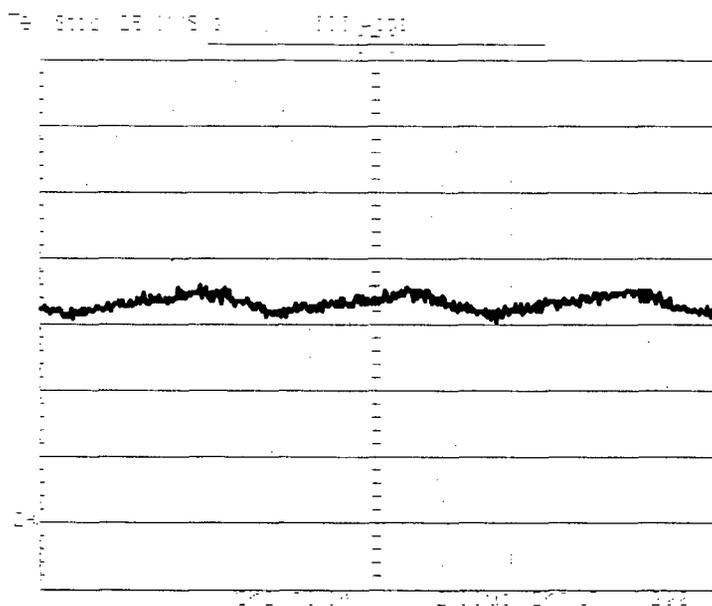


Fig. 5.51- Corrente de entrada do conversor ($2A/2\mu s/div$).

A corrente e tensão em um diodo retificador é apresentada na figura 5.52. Observa-se uma pequena corrente de recuperação do diodo retificador, entretanto durante esta recuperação, a tensão reversa sobre o diodo cresce lentamente, de forma ressonante.

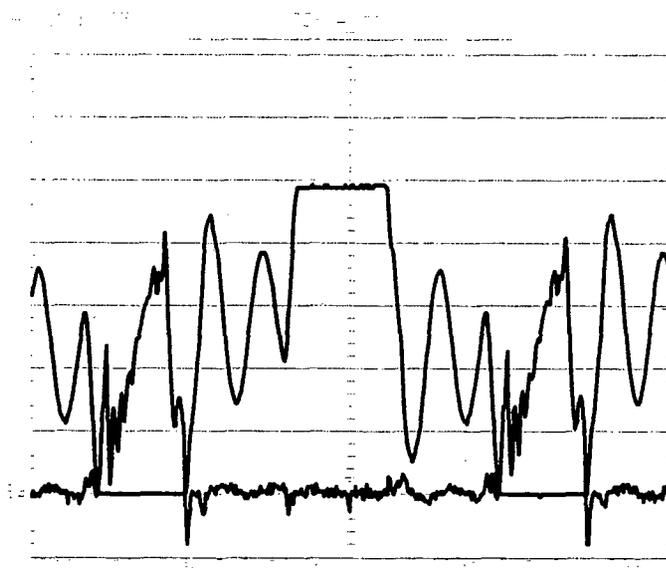


Fig. 5.52- Tensão e corrente em um diodo retificador (100V/100mA/2 μ s/div).

5.7.2 - Principais formas de onda na operação com a tensão máxima de entrada

As principais formas de onda obtidas do protótipo operando com potência nominal e com tensão de entrada de 44V, são apresentadas a seguir.

A comutação suave no interruptor principal é mantida na operação com a máxima tensão de entrada, conforme mostra a figura 5.53. A corrente eficaz no interruptor (2,874A) é significativamente inferior com relação a operação com a mínima tensão de entrada, resultando em menores perdas de condução e rendimento mais elevado do que a condição anterior de operação. A tensão máxima sobre o interruptor é igual a 120V.

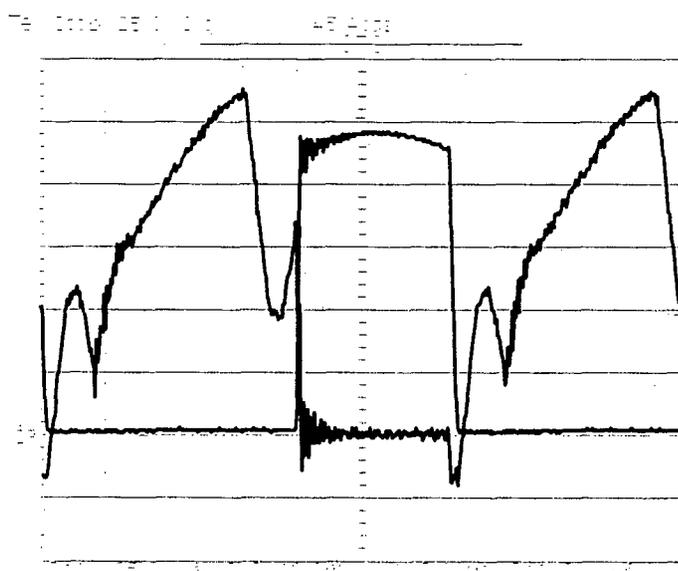


Fig. 5.53- Tensão e corrente no interruptor S_1 (25V/1A/2 μ s/div).

O interruptor auxiliar também apresenta comutação suave e esforços de corrente muito inferiores com relação ao interruptor principal.

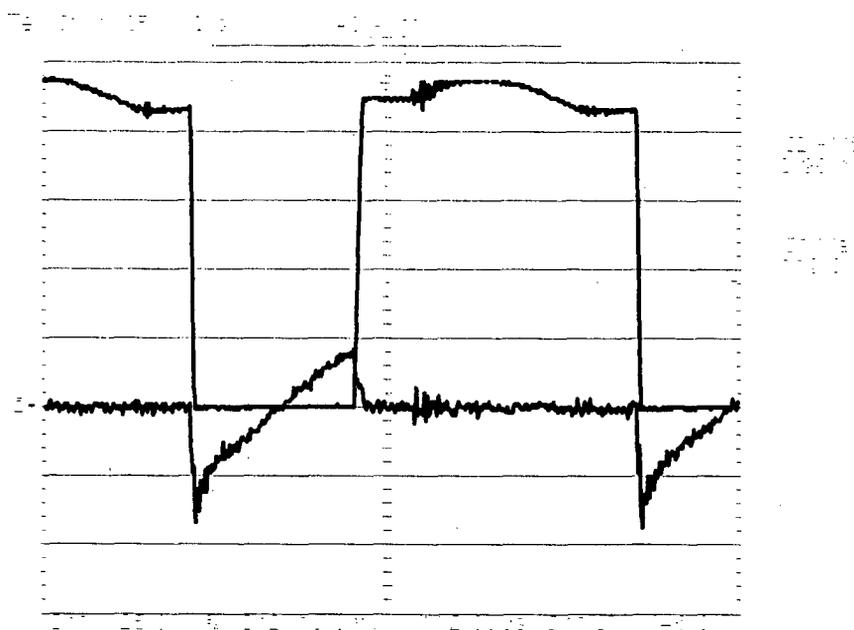


Fig. 5.54- Tensão e corrente no interruptor auxiliar (25V/2A/2µs/div).

A tensão no enrolamento primário do transformador é apresentada na figura 5.55.

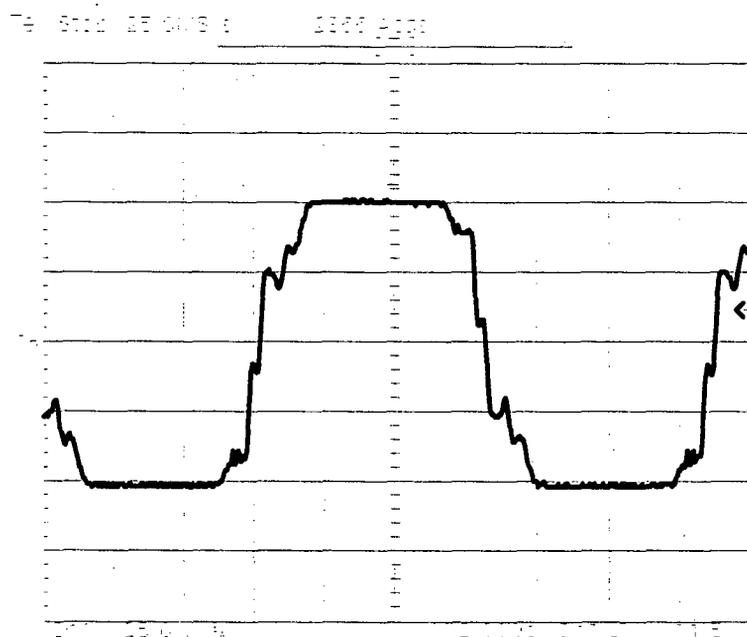


Fig. 5.55- Tensão no enrolamento primário do transformador (25V/2µs/div).

A corrente e tensão em um diodo retificador é apresentada na figura 5.56.

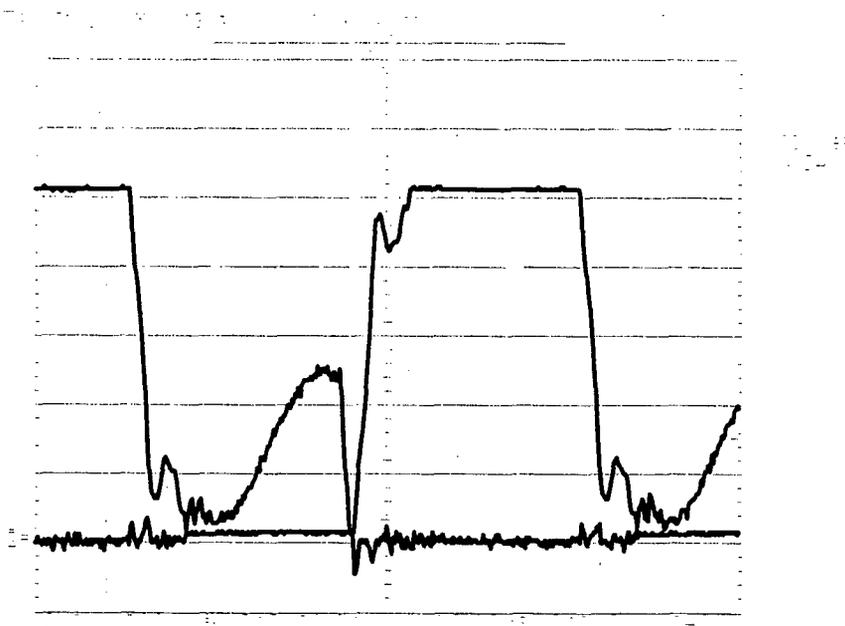


Fig. 5.56- Tensão e corrente em um diodo retificador (100V/100mA/2µs/div).

A figura 5.57 apresenta o rendimento do conversor operando com a potência de saída nominal, mas com tensão de entrada variável entre 26V e 44V.

Pode-se considerar a curva de rendimento operando com potência nominal e tensão de entrada variável como sendo a principal curva de rendimento, pois caracteriza a maior perda absoluta do conversor. Portanto, esta curva de rendimento é a que realmente importa para o dimensionamento da fonte de alimentação do satélite.

Observa-se na figura 5.57 que o rendimento mínimo (94,1%) ocorre na operação com a menor tensão de entrada em função do incremento das perdas de condução do conversor. O rendimento máximo obtido (94,8%) ocorreu na operação com tensão de entrada igual a 35V.

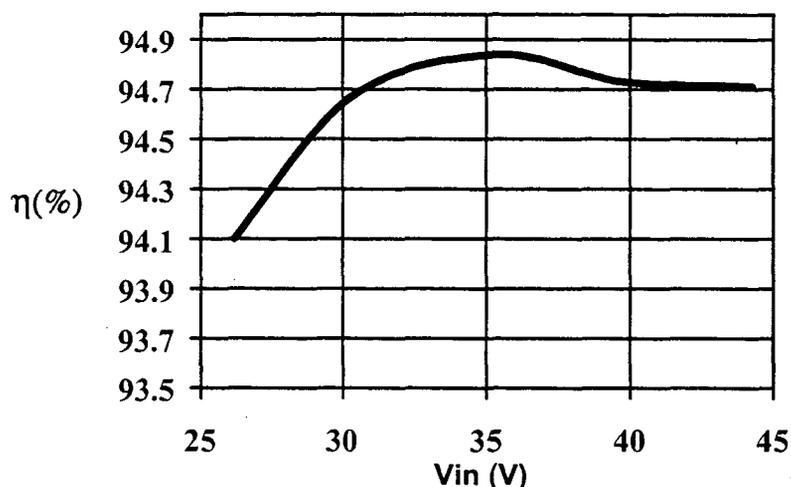


Fig. 5.57- Curva de rendimento do conversor em função da variação da tensão de entrada, operando com potência nominal.

A tabela 5.2 apresenta uma comparação entre os valores calculados, simulados e obtidos experimentalmente, das tensões e correntes nos principais componentes do circuito, considerando a operação com a mínima e máxima tensão de entrada.

Tensão de entrada – 26V	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente média de entrada:	$I_{in}=6,27A$	$I_{in}=5,8A$	$I_{in}=6,131A$
Ondulação da corrente de entrada:	$\Delta i_{Lin}=0,75A$	$\Delta i_{Lin}=0,715A$	$\Delta i_{Lin}=0,78A$
Tensão de pico nos interruptores:	$V_{Spk}=163V$	$V_{Spk}=155V$	$V_{Spk}=161V$
Corrente no interruptor principal:	$i_{SpRMS}=4A$	$i_{SpRMS}=3,8A$	$i_{SpRMS}=4,3A$
Corrente no interruptor auxiliar:	$i_{SaRMS}=0,511A$	$i_{SaRMS}=0,53A$	$i_{SaRMS}=0,65A$
Corrente no enrolamento primário:	$i_{SpRMS}=4,364A$	$i_{RMS}=4A$	$i_{RMS}=4,35A$
Tensão de entrada – 44V	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente média de entrada:	$I_{in}=3,7A$	$I_{in}=3,2A$	$I_{in}=3,6A$
Ondulação da corrente de entrada:	$\Delta i_{Lin}=0,44A$	$\Delta i_{Lin}=0,433A$	$\Delta i_{Lin}=0,45A$
Tensão de pico nos interruptores:	$V_{Spk}=115V$	$V_{Spk}=112V$	$V_{Spk}=119V$
Corrente no interruptor principal:	$i_{SpRMS}=2,644A$	$i_{SpRMS}=2,45A$	$i_{SpRMS}=2,87A$
Corrente no interruptor auxiliar:	$i_{SaRMS}=0,467A$	$i_{SaRMS}=0,6A$	$i_{SaRMS}=0,7A$

Tabela 5.2 – Comparação dos valores calculados, simulados e obtidos experimentalmente

5.8 - CONCLUSÕES

A estrutura de estágio único proposta mostrou-se bem adaptada para aplicações com elevada tensão de saída, apresentando comutação suave nos interruptores e absorvendo os elementos intrínsecos do transformador.

Os resultados experimentais são semelhantes aos obtidos por simulação e previstos na análise teórica do conversor. Estes resultados validam o procedimento de projeto desenvolvido e o modelo simplificado do transformador utilizado nas simulações.

O conversor de estágio único manteve elevado rendimento em toda faixa de variação da tensão de entrada, obtendo rendimento mínimo de 94,1% na operação com a menor tensão de entrada. Este resultado é superior ao obtido com a estrutura de dois estágios (93,4%) apresentado no capítulo 3.

CAPÍTULO - 6

ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TOPOLOGIA DE ESTÁGIO ÚNICO

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é desenvolvida a análise do comportamento dinâmico da estrutura de estágio único.

O objetivo principal da análise do controle desenvolvida não é a otimização da resposta e desempenho dinâmico do conversor, mas sim, propor uma metodologia simplificada que possibilite a comprovação da viabilidade do controle das estruturas propostas. Partindo deste princípio, algumas considerações são realizadas na análise do controle, reduzindo o número de parâmetros envolvidos no estudo realizado. As considerações adotadas neste capítulo têm como base estudos prévios desenvolvidos para a otimização do controle de conversores estáticos [25, 33 e 34], sendo as conclusões apresentadas nestes trabalhos, utilizadas na análise desenvolvida para o controle da topologia de estágio único.

6.2 - MODELO LINEAR DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE ESTÁGIO ÚNICO

O conversor push-pull alimentado em corrente, com grampeamento ativo, apresenta essencialmente apenas duas etapas de operação que apresentam influência na obtenção do modelo de controle do conversor. Estas etapas são aquelas onde ocorre transferência de energia da fonte para o conversor e do conversor para a saída.

Na primeira etapa de operação ocorre o armazenamento de energia no indutor de entrada. Esta etapa de operação é descrita em 5.3.1, sendo o circuito deste estado topológico apresentado novamente na figura 6.1.

Pode-se redesenhar este circuito obtendo um circuito equivalente simplificado, conforme apresentado na figura 6.2. Este circuito equivalente é idêntico a etapa de armazenamento de energia do conversor boost clássico. Neste caso, a corrente equivalente, que é conduzida pelos interruptores principais do conversor push-pull (S1 e S2), é representada na figura 6.2 pelo interruptor S. A capacitância do filtro de saída e a resistência de carga podem ser referidas ao lado primário do transformador, através da

relação de transformação (a). O diodo do conversor boost D_r representa a ponte retificadora bloqueada.

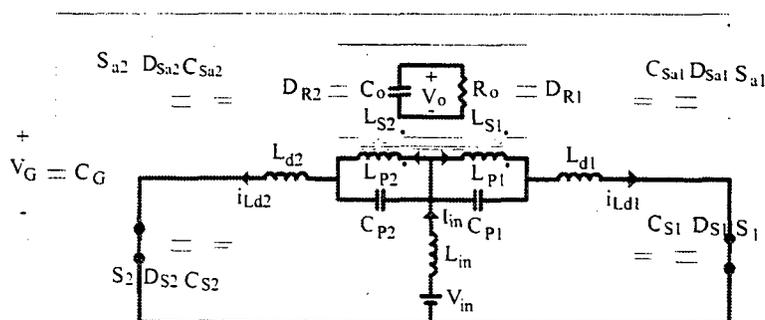


Fig. 6.1- Primeiro estado topológico considerado para obtenção do modelo (Armazenamento de energia no indutor de entrada).

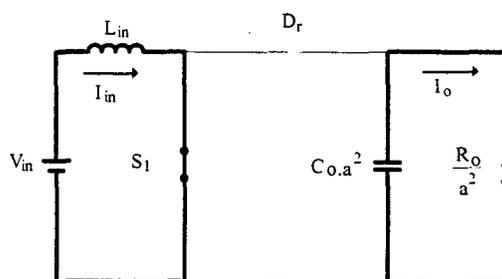


Fig. 6.2- Circuito simplificado do primeiro estado topológico.

No segundo estado topológico, a energia armazenada no indutor de entrada é entregue ao filtro de saída e a carga, através do interruptor principal S_1 . Durante esta etapa, também há a transferência da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador para o capacitor de grampeamento através do diodo D_{Sa2} , sendo que posteriormente, esta energia é transferida do capacitor de grampeamento para a carga através do interruptor auxiliar S_{a2} e através dos enrolamentos do primário do transformador. Este estado topológico apresentado na figura 6.3, reúne a terceira e quarta etapas de operação descritas em 5.3.3 e 5.3.4.

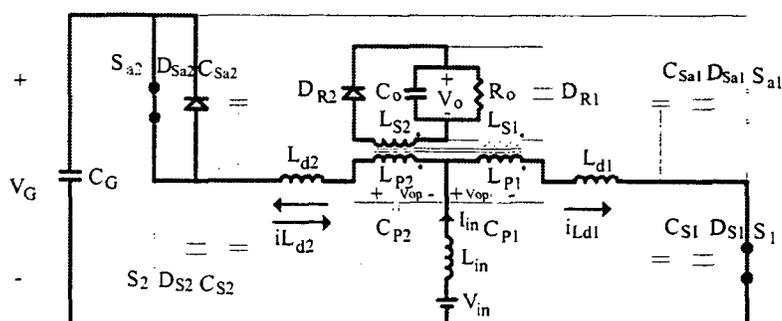


Fig. 6.3- Segundo estado topológico considerado para obtenção do modelo (Transferência de energia do indutor de entrada e do capacitor de grampeamento para a saída).

Este estado topológico pode ser simplificado pelos dois circuitos equivalentes apresentados na figura 6.4.

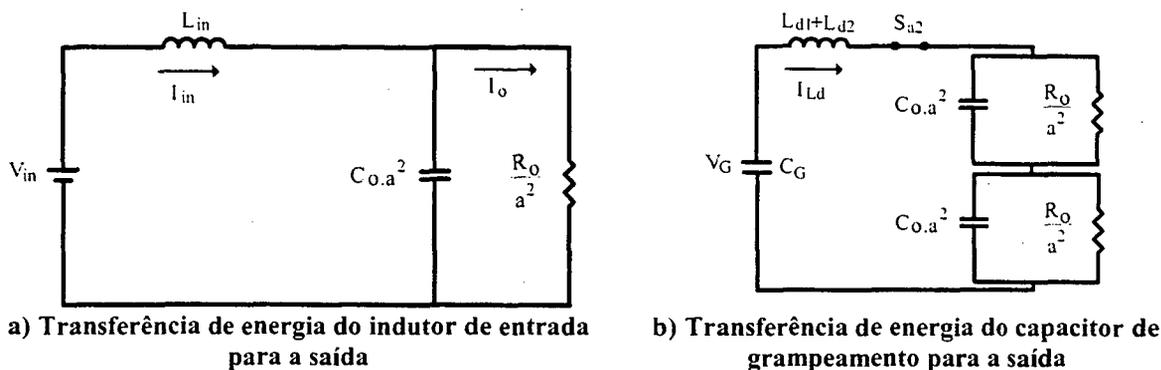


Fig. 6.4- Circuito simplificado do segundo estágio topológico.

A figura 6.4-a representa a transferência de energia do indutor de entrada para o filtro de saída. Verifica-se que, referindo o capacitor de filtro e a carga para o lado primário do transformador, obtém-se um circuito equivalente idêntico ao conversor boost clássico.

O circuito simplificado da figura 6.4-b representa a transferência de energia do capacitor de grampeamento para o capacitor de filtro, através dos dois enrolamentos do primário do transformador. Pode-se observar que o capacitor de grampeamento permanece conectado em paralelo com o capacitor de filtro, existindo apenas a indutância de dispersão do transformador entre estas duas capacitâncias.

Verifica-se através dos circuitos equivalentes das figuras 6.2 e 6.4-a, que o conversor push-pull alimentado em corrente apresenta os mesmos estados topológicos do conversor boost clássico, no caso da operação sem o circuito de grampeamento ativo, isto é, não existindo o circuito equivalente da figura 6.4-b no segundo estado topológico.

Portanto, para o conversor push-pull alimentado em corrente operando com comutação dissipativa, pode-se considerar o mesmo modelo de controle obtido para o conversor boost clássico com filtro capacitivo apresentado no item 4.3.1. Esta metodologia de projeto também é proposta em [35] no projeto de conversores push-pull alimentados em corrente, utilizados em aplicações de correção de fator de potência.

Algumas considerações devem ser realizadas para a utilização do modelo clássico do conversor boost no controle do conversor push-pull alimentado em corrente, operando com comutação dissipativa.

- A relação de espiras do transformador deve ser considerada no ganho estático do conversor.

- A frequência de operação do indutor de entrada e do capacitor de filtro, portanto do conversor boost equivalente, é o dobro da frequência de comutação dos interruptores do conversor push-pull.
- A razão cíclica do conversor boost equivalente (d) é determinada pelo período de sobreposição dos interruptores principais, conforme definido em 5.4.1.

A diferença no controle do conversor push-pull alimentado em corrente com comutação dissipativa para este conversor operando com grampeamento ativo, é unicamente a parcela da energia do capacitor de grampeamento que é entregue ao capacitor de filtro, representado na figura 6.4-b.

É apresentado em [33 e 34] que a influência do grampeamento ativo no controle do conversor push-pull alimentado em corrente só é significativa quando a capacitância de grampeamento apresenta ordem de grandeza comparável com a capacitância do filtro de saída. Portanto, minimizando-se o valor da capacitância de grampeamento utilizando o critério de projeto deste capacitor definido no item 5.4.10, pode-se desprezar a influência do grampeamento ativo no controle do conversor.

Esta afirmativa também é válida para os conversores operando com grampeamento ativo do tipo Flyback, Weinberg e para o conversor isolado boost em ponte completa [33]. A operação do conversor Forward com grampeamento ativo sofre uma influência mais expressiva da ação de grampeamento na dinâmica do conversor, diferindo dos conversores acima citados, não sendo possível desconsiderar a sua influência no controle do conversor.

No conversor isolado de estágio único também será utilizada técnica de controle modo corrente apresentada no capítulo 4, devido as vantagens já descritas para a aplicação em questão. Portanto, existe uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão apresentadas novamente no diagrama de blocos do controle da estrutura, como mostra a figura 6.5.

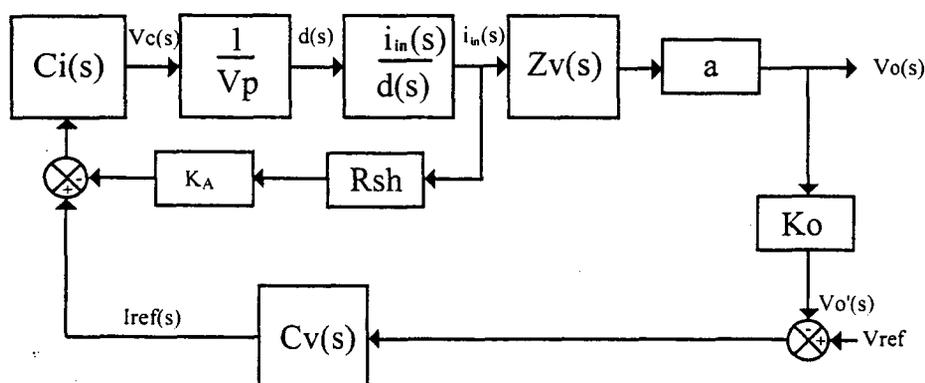


Fig. 6.5-Diagrama de blocos do controle modo corrente.

Onde:

$C_i(s)$ – Compensação da malha de corrente.

V_p – Tensão de pico da rampa PWM.

$i_{in}(s)/d(s)$ – Função de transferência controle-saída da estrutura de dois estágios.

$Z_v(s)$ – Modelo representativo da relação entre a corrente de entrada $i(s)$ e a tensão de saída $V_o(s)$.

R_{sh} – Sensor de corrente (resistor “shunt”).

K_A – Ganho da malha de corrente.

K_o – Sensor de tensão (conjunto de resistores).

$C_v(s)$ – Compensação da malha de tensão.

a – Relação de transformação.

A função controle-saída adotada é a mesma do conversor boost convencional desenvolvida no capítulo 4, equação 4.18.

$$\frac{i_{in}(s)}{d(s)} = \frac{V_{op}}{d'^2 \cdot R_{op}} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_{op} \cdot C_{op})}{s^2 \cdot \left(\frac{L_{in} \cdot C_{op}}{d'^2} \right) + s \cdot \left(\frac{L_{in}}{d'^2 \cdot R_{op}} \right) + 1} \quad (6.1)$$

Onde:

V_{op} – Tensão de saída referida ao primário do transformador

R_{op} – Resistência de carga referida ao primário do transformador

C_{op} – Capacitor de filtro equivalente referido ao primário do transformador

L_{in} – Indutor de entrada

d – Razão cíclica do conversor

d' – Complemento da razão cíclica ($d'=1-d$)

A representação gráfica desta função de transferência é semelhante a apresentada no capítulo 4.

6.3 - PROCEDIMENTO DE PROJETO DO CONTROLE

6.3.1 - MALHA DE CORRENTE

Todos os critérios de projeto e observações apresentadas no capítulo 4 são também utilizados neste capítulo, sendo portanto apenas indicados os principais elementos para o projeto da malha de controle.

Os critérios de estabilidade (margem de ganho e margem de fase) são definidos pelo diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema $G(s)$, apresentada na equação 6.2.

$$G(s) = Ci(s) \cdot \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{in}(s)}{d(s)} \quad (6.2)$$

Com o diagrama de Bode obtido a partir da equação 6.3, define-se o compensador de corrente, de forma a atender os critérios de estabilidade e controle.

$$G_I(s) = \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{in}(s)}{d(s)} \quad (6.3)$$

Considera-se no projeto da malha de controle as seguintes especificações:

Tensão total de saída (seção de alta tensão): $V_{HV}=3200V$

Resistência de carga (seção de alta tensão): $R_{HV}=68,2k\Omega$

Capacitância total de saída (seção de alta tensão): $C_{HV}=12,2nF$

Potência de saída: $P_o=150W$

Tensão de entrada: $V_{in}=25V$

Tensão de saída referida ao primário: $V_{op}=50V$

Frequência de comutação do conversor boost equivalente: $F_s=160kHz$

Indutância de entrada do conversor isolado: $L_{in}=140\mu H$

Razão cíclica nominal do conversor boost equivalente: $d=0,5$

Resistência Shunt: $R_{sh}=0,012\Omega$

Tensão de pico da rampa PWM: $V_p=5V$

Conforme mencionado anteriormente, como o objetivo principal deste trabalho não é a otimização da resposta transitória das estruturas propostas, o único critério adotado no projeto é com relação à estabilidade, considerando a análise pelo método da resposta em frequência. Considerou-se uma margem de fase mínima igual a $M_f=40^\circ$.

A corrente nominal de entrada é calculada por:

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} = \frac{150}{25} = 6A \quad (6.4)$$

A máxima corrente de entrada (I_{max}) na condição de sobrecarga é definida em 10A.

$I_{max}=10A$

A máxima tensão que define a corrente de referência (V_{Iref}) é limitada por um diodo zener em 4,7V. Este nível de tensão deve corresponder à corrente máxima de entrada (I_{max}).

Portanto, o ganho K_A é calculado em função da máxima corrente de entrada (I_{\max}) e pela máxima tensão que define a referência de corrente (V_{lref}).

$$K_A = \frac{V_{\text{lref}}}{I_{\max} \cdot R_{\text{sh}}} = \frac{4,7}{10 \cdot 0,012} = 39 \quad (6.5)$$

A relação de transformação ($a=n_{L_s}/n_{L_p}$) do conversor é calculada por:

$$a = \frac{V_{\text{HV}}}{V_{\text{op}}} = \frac{3200}{50} = 64 \quad (6.6)$$

A resistência de saída é referida ao lado primário pela relação de transformação ao quadrado.

$$R_o = \frac{R_{\text{HV}}}{a^2} = \frac{68200}{64^2} = 16,66\Omega \quad (6.7)$$

A capacitância de saída referida ao lado primário é calculada por:

$$C_B = C_{\text{HV}} \cdot a^2 = 12,2 \cdot 10^{-9} \cdot 64^2 = 50\mu\text{F} \quad (6.8)$$

Com estes componentes e parâmetros definidos, o diagrama de Bode $G1(s)$ é obtido e apresentado na figura 6.6.

$$G1(s) = \frac{R_{\text{sh}} \cdot K_A \cdot V_{\text{op}}}{V_p \cdot d^2 \cdot R_{\text{op}}} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_{\text{op}} \cdot C_{\text{op}})}{s^2 \cdot \left(\frac{L_{\text{in}} \cdot C_{\text{op}}}{d^2} \right) + s \cdot \left(\frac{L_{\text{in}}}{d^2 \cdot R_{\text{op}}} \right) + 1} \quad (6.9)$$

O compensador de corrente adotado é o mesmo empregado no controle da estrutura composta por dois estágios.

A função de transferência do compensador proporcional-integral com filtro é apresentada na equação 6.10.

$$C_i(s) = K_i \cdot K_f \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (6.10)$$

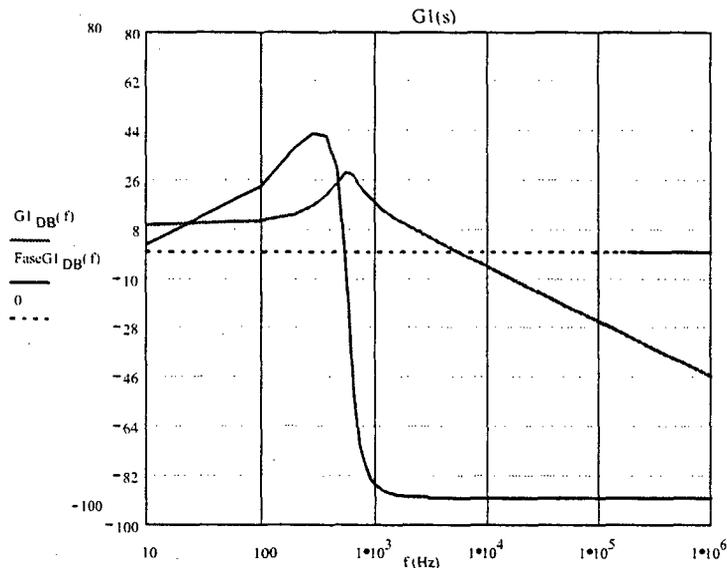


Fig. 6.6- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem a rede de compensação de corrente $G1(s)$.

Considerando-se:

- A frequência de cruzamento dez vezes menor do que a frequência de comutação.
- A frequência do zero igual a 4 kHz.
- A frequência do pólo seis vezes menor que a frequência de comutação.

Substituindo estes valores tem-se:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{4} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{4} = 1,005 \cdot 10^5 \quad (6.11)$$

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 10^3 = 2,513 \cdot 10^4 \quad (6.12)$$

$$\omega_p = 2 \cdot \pi \cdot \frac{F_s}{6} = 1,676 \cdot 10^5 \quad (6.13)$$

O ganho K_i pode ser calculado pela equação (6.14).

$$K_i = \frac{\omega_c}{K_p \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (6.14)$$

Onde:

$$K_p = \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{V_{op}}{L_{in}} = 3,357 \cdot 10^4 \quad (6.15)$$

Portanto:

$$K_i = \frac{1,005 \cdot 10^5}{3,357 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{(1,005 \cdot 10^5)^2 + (2,513 \cdot 10^4)^2}} = 2,905 \quad (6.16)$$

O ganho K_f é definido por:

$$K_f = \omega_p \quad (6.17)$$

$$K_f = 1.676 \cdot 10^5$$

O diagrama de bode do regulador de corrente é obtido substituindo os valores calculados na equação (6.10), sendo este apresentado na figura 6.7.

Com o regulador de corrente calculado, a função de transferência de laço aberto do sistema $G(s)$ é definida e apresentada na figura 6.8.

$$G(s) = C_i(s) \cdot \frac{R_{sh} \cdot K_A}{V_p} \cdot \frac{i_{in}(s)}{d(s)} \quad (6.18)$$

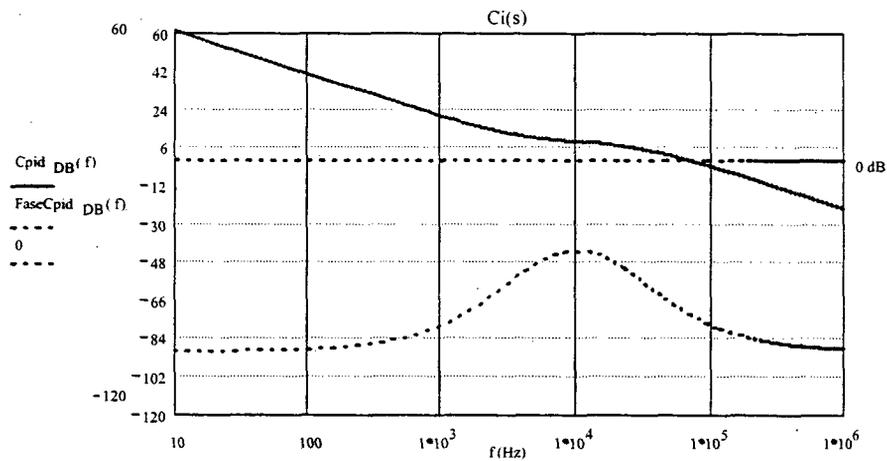


Fig.6.7- Diagrama de Bode do compensador de corrente.

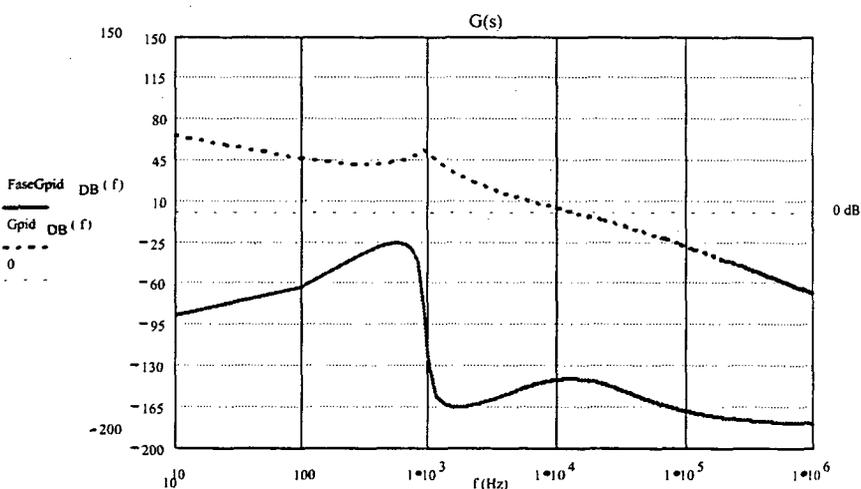


Fig. 6.8- Diagrama de Bode da função de laço aberto do sistema.

O circuito para a implementação do controle proposto é apresentado na figura 6.9.

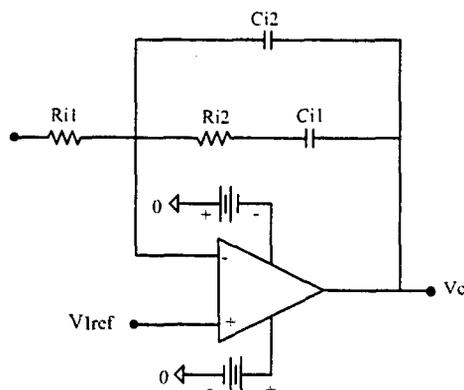


Fig.6.9- Circuito do regulador de corrente.

A função de transferência deste compensador é definida por:

$$C_i(s) = \frac{1}{(C_{i1} + C_{i2}) \cdot R_{i1}} \cdot \frac{(C_{i1} \cdot R_{i2} \cdot s + 1)}{s \cdot \left[\left(R_{i2} \cdot \frac{C_{i1} \cdot C_{i2}}{C_{i1} + C_{i2}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (6.19)$$

Considerando:

$$C_{i1} = 10 \text{ nF}$$

Os outros componentes podem ser calculados por:

$$R_{i2} = \frac{1}{C_{i1} \cdot \omega_z} = 4 \text{ k}\Omega \quad (6.20)$$

$$C_{i2} = \frac{C_{i1}}{(C_{i1} \cdot R_{i2} \cdot \omega_p) - 1} = 1,7 \text{ nF} \quad (6.21)$$

$$R_{i1} = \frac{1}{K_i \cdot K_f \cdot C_{i2}} = 1,2 \text{ k}\Omega \quad (6.22)$$

6.3.2 - MALHA DE TENSÃO

A relação entre a corrente de entrada e a tensão de saída é determinada considerando a operação do conversor com o controle modo corrente como sendo uma fonte de corrente controlada, imposta ao capacitor do filtro de saída e a carga, como mostra a figura 6.10.

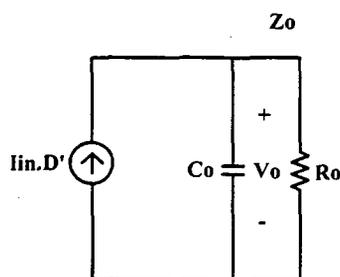


Fig. 6.10- Circuito equivalente do conversor boost operando com a malha de corrente.

A impedância Z_o é determinada por:

$$Z_o = \frac{R_o}{1 + s \cdot C_o \cdot R_o} \quad (6.23)$$

A tensão de saída do conversor boost pode ser calculada pela equação (6.24).

$$V_o = I_{in} \cdot D' \cdot Z_o \quad (6.24)$$

Portanto, a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada é expressa pela equação 6.25.

$$Z_v(s) = \frac{V_o(s)}{i_{in}(s)} = \frac{R_o \cdot D'}{1 + s \cdot C_o \cdot R_o} \quad (6.25)$$

A malha interna de corrente apresentada na figura 6.11 pode ser representada por uma função $H_v(s)$, simplificando o diagrama de blocos da malha de tensão apresentada na figura 6.5.

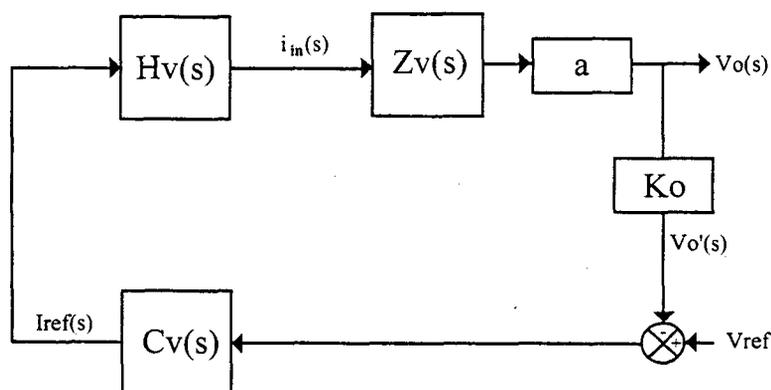


Fig. 6.11-Diagrama de blocos da malha de tensão.

Onde:

$$H_v(s) = \frac{C_i(s) \cdot \frac{1}{V_p} \cdot \frac{i_{in}(s)}{d(s)}}{1 + C_i(s) \cdot \frac{1}{V_p} \cdot \frac{i_{in}(s)}{d(s)} \cdot R_{sh} \cdot K_A} \quad (6.26)$$

A função de transferência de laço aberto, sem o compensador de tensão, é definida por:

$$G_v(s) = H_v(s) \cdot Z_v(s) \cdot K_o \cdot a \quad (6.27)$$

A constante K_o é calculada em função da tensão de referência e da tensão de saída:

$$K_o = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (6.28)$$

Considerando a tensão de referência (V_{ref}) igual a:

$$V_{ref}=2,8V \quad (6.29)$$

Portanto:

$$K_o = \frac{2,8}{3200} = 0,000875 \quad (6.30)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem o compensador de tensão $G_v(s)$ é apresentado na figura 6.12.

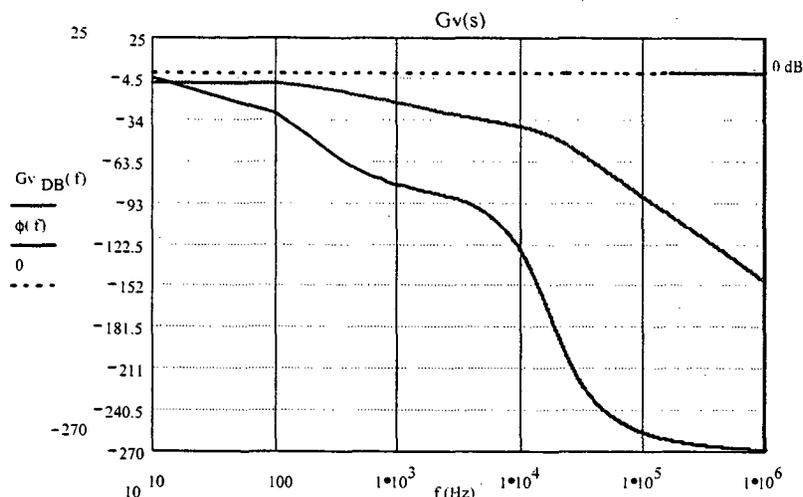


Fig. 6. 12- Diagrama de Bode da função $G_v(s)$ sem o compensador de tensão.

Adotou-se o compensador proporcional-integral com filtro na implementação da malha de controle de tensão. A função de transferência deste regulador é apresentada na equação 6.31.

$$C_v(s) = K_v \cdot K_{vf} \cdot \frac{(s + \omega_{vz})}{s \cdot (s + \omega_{vp})} \quad (6.31)$$

Para a operação estável do conversor adotou-se uma frequência de cruzamento de 1kHz para a malha de tensão. O compensador de tensão deve inserir um ganho de 17dB para obter esta frequência de cruzamento.

Portanto, o ganho do regulador de tensão é calculado por:

$$K_v = \frac{1}{\frac{-17}{10^{20}}} = 7,08 \quad (6.32)$$

Considerando:

- A frequência do zero igual a 1kHz.
- A frequência do pólo igual a 5kHz.

Desta forma define-se:

$$\omega_{vz} = 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 6,283 \cdot 10^3 \quad (6.33)$$

$$\omega_{vp} = 2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^3 = 3,142 \cdot 10^4 \quad (6.34)$$

$$K_{vf} = \omega_{vp} = 3,142 \cdot 10^4 \quad (6.35)$$

O diagrama de Bode do compensador de tensão é apresentado na figura 6.13.

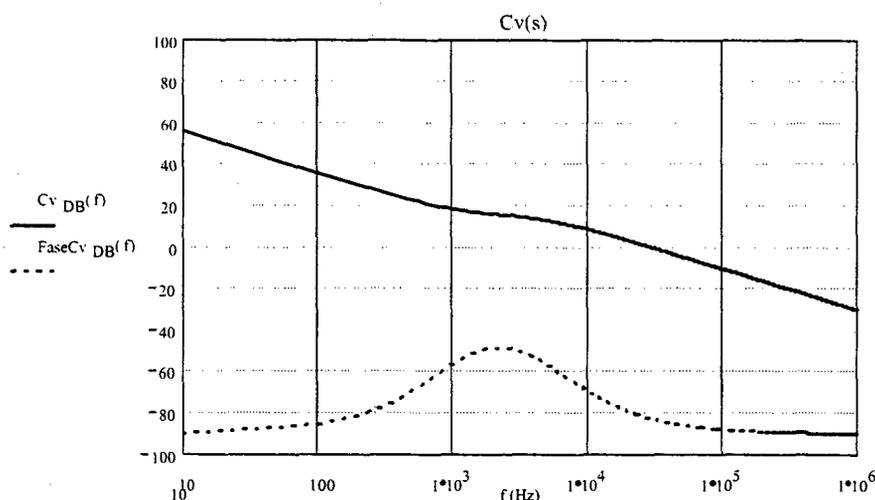


Fig. 6.13- Diagrama de Bode do compensador de tensão.

Com o regulador de tensão calculado, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão é definida pela equação 6.36 e apresentada na figura 6.14.

$$G(s) = C_v(s) \cdot H_v(s) \cdot Z_v(s) \cdot K_o \cdot a \quad (6.36)$$

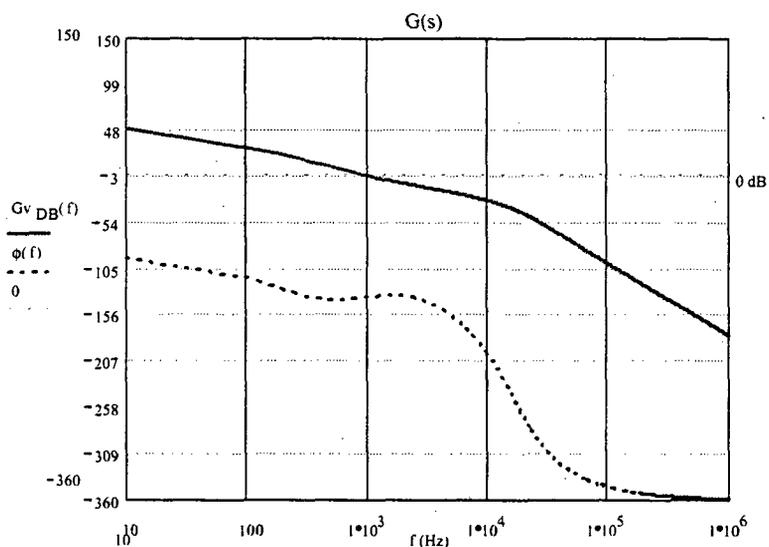


Fig. 6.14- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão.

O circuito prático para a implementação do regulador de tensão é o mesmo usado para a implementação do regulador de corrente.

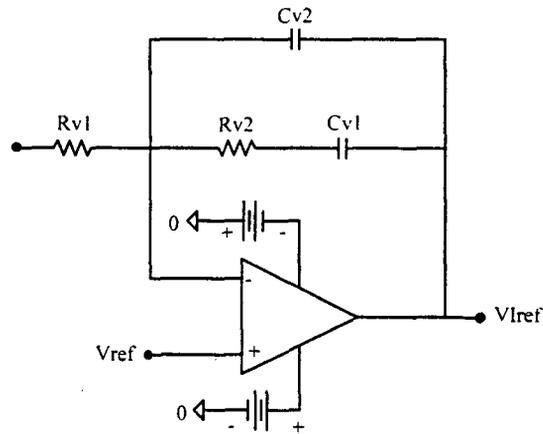


Fig. 6.15- Circuito do regulador de tensão.

A função de transferência deste regulador é apresentada na equação 6.37.

$$C_v(s) = \frac{1}{(C_{v1} + C_{v2}) \cdot R_{v1}} \cdot \frac{(C_{v1} \cdot R_{v2} \cdot s + 1)}{s \cdot \left[\left(R_{v2} \cdot \frac{C_{v1} \cdot C_{v2}}{C_{v1} + C_{v2}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (6.37)$$

Considerando:

$$C_{v1} = 1 \text{ nF}$$

Os outros componentes são calculados por:

$$R_{v2} = \frac{1}{C_{v1} \cdot \omega_z} = 160 \text{ k}\Omega \quad (6.38)$$

$$C_{i2} = \frac{C_{v1}}{(C_{v1} \cdot R_{v2} \cdot \omega_{vp}) - 1} = 250 \text{ pF} \quad (6.39)$$

$$R_{v1} = \frac{1}{K_v \cdot K_{vf} \cdot C_{v2}} = 17 \text{ k}\Omega \quad (6.40)$$

6.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DO CONTROLE MODO CORRENTE

A análise teórica e o procedimento de projeto do controle modo corrente desenvolvido é testado via simulação, considerando os parâmetros e especificações dos componentes definidos.

O circuito simulado é apresentado na figura 6.16.

A fonte de tensão controlada por tensão E2 implementa de forma idealizada o ganho K_i da malha de corrente. A fonte de tensão controlada por tensão E4 implementa de forma idealizada o sensor de tensão.

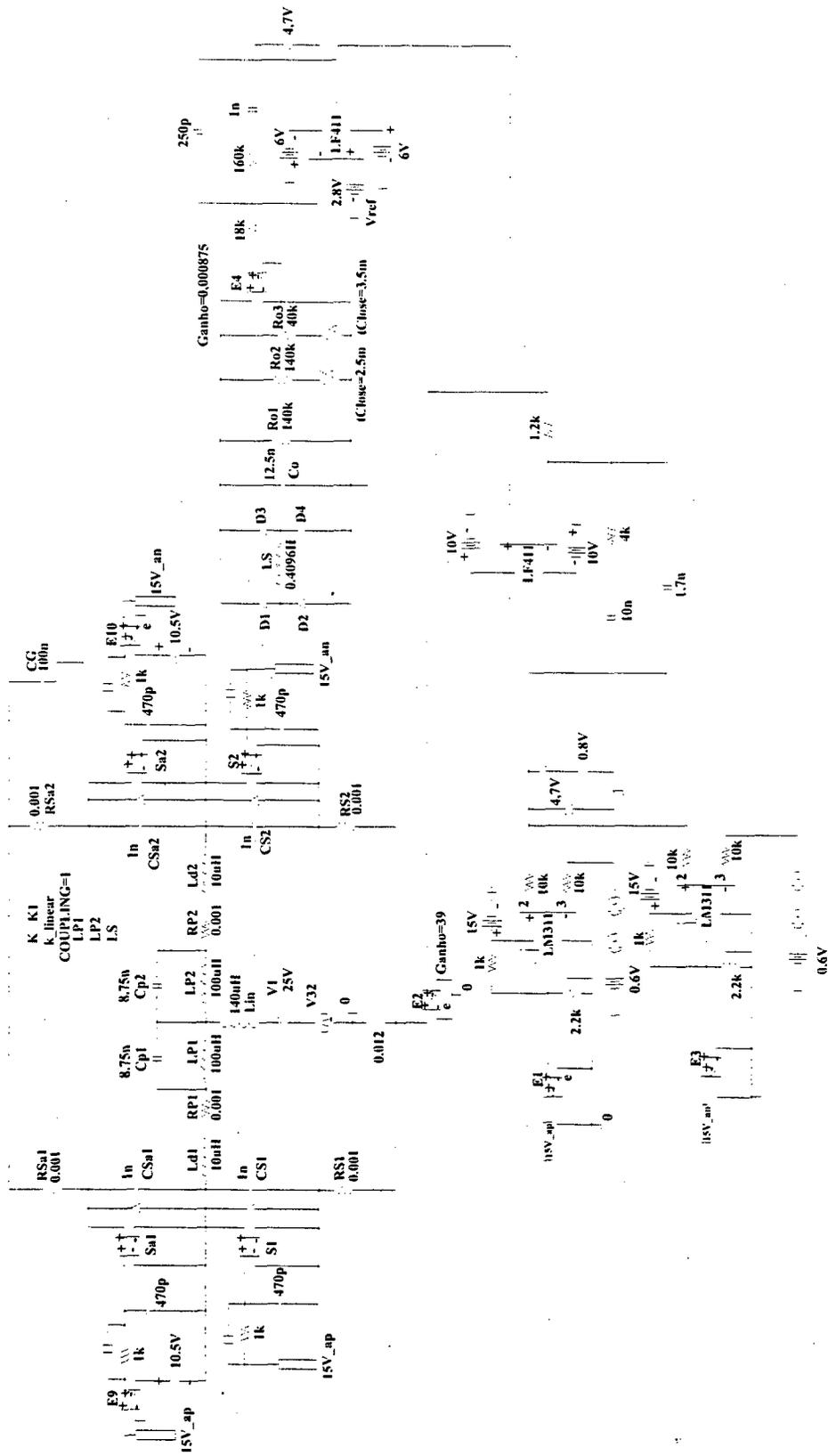


Fig. 6.16- Circuito simulado do controle modo corrente da estrutura de estágio único.

A figura 6.17 apresenta o comportamento da tensão de saída para uma variação em degrau da tensão de entrada de 25V para 30V. O tempo de resposta do controle é em torno de 400 μ s.

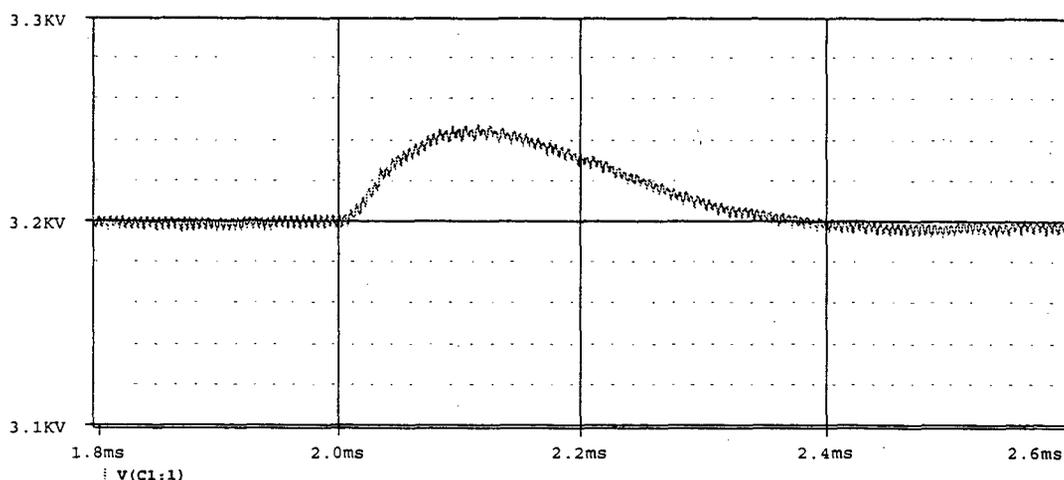


Fig.6.17- Transitório da tensão de saída para um incremento de 5V na tensão de entrada.

O transiente da tensão de saída considerando a inserção de carga, variando de 73W para 150W, é apresentado na figura 6.18. O tempo de resposta também é em torno de 400 μ s.

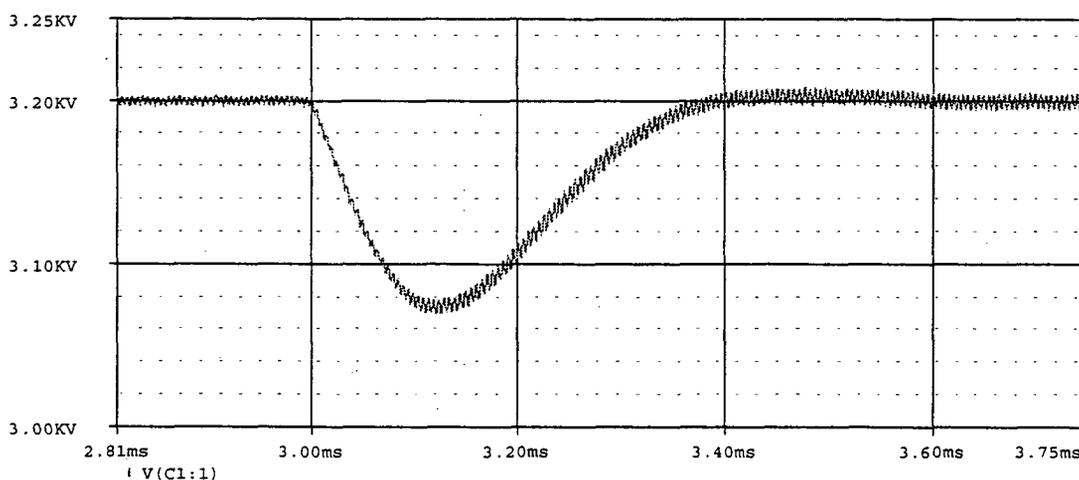


Fig.6.18- Transitório da tensão de saída considerando um incremento na potência de saída.

A figura 6.19 apresenta a corrente de entrada (multiplicada por 200) e a tensão de saída. Para um período de simulação de até 2ms, a corrente de entrada é igual a 4A, a tensão de entrada é igual a 25V e a tensão de saída igual a 3200V. Após 2ms de simulação, a tensão de entrada é aumentada para 30V e a corrente de entrada reduz-se para 3A. Após 3ms de simulação, a potência de saída é aumentada para o valor nominal (150W).

Após 4ms de simulação, a potência de saída foi aumentada fazendo com que o conversor entrasse na condição de sobrecarga. Desta forma, o controle atuou limitando a corrente de entrada em 10A e como consequência, houve a redução da tensão de saída.

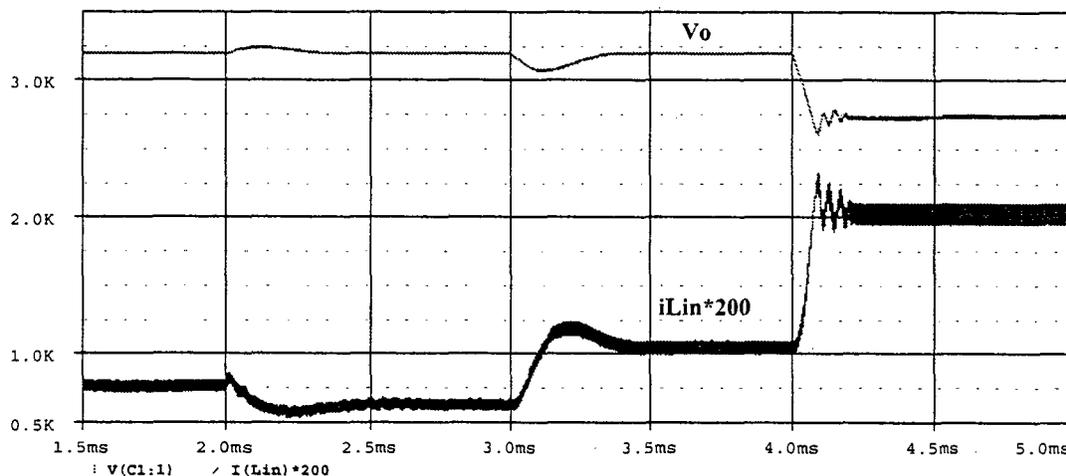


Fig. 6.19- Corrente de entrada e tensão de saída (dividida por 380) para diferentes transitórios.

O transitório de rejeição de carga, reduzindo-se a potência de saída de 150W para 73W, é apresentado na figura 6.35.

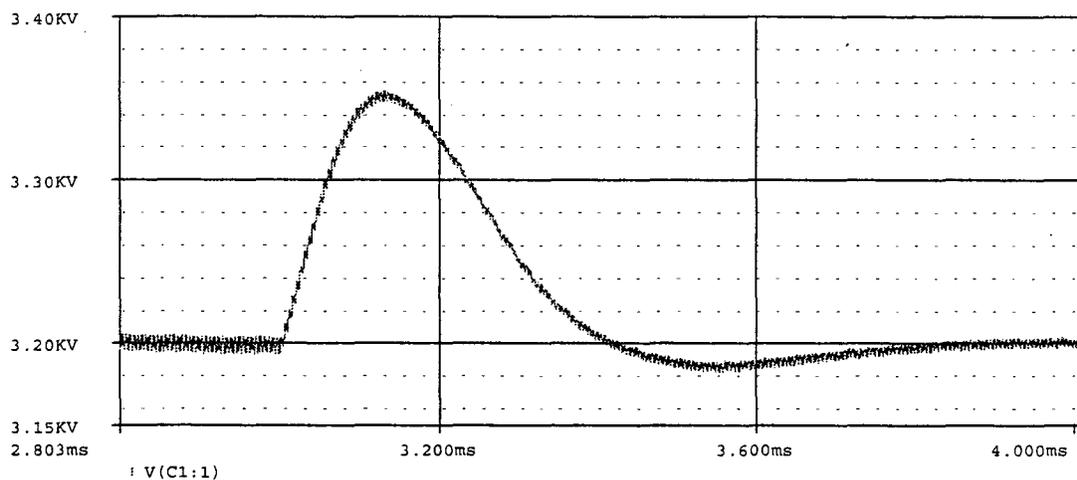


Fig. 6.20- Transitório da tensão de saída na rejeição de carga.

A mesma seqüência de eventos apresentada na figura 6.19 foi simulada para o conversor push-pull alimentado em corrente com comutação dissipativa, operando apenas com um grameador passivo dissipativo RCD (resistor, capacitor e diodo). Nesta situação, reduziu-se a indutância de comutação ao valor da indutância de dispersão do transformador e utilizou-se uma capacitância de grameamento de 47nF. Observa-se no resultado de simulação apresentado na figura 6.21 que a resposta do circuito de controle é muito

semelhante à apresentada na figura 6.19, confirmando ser válida a simplificação adotada no circuito de controle.

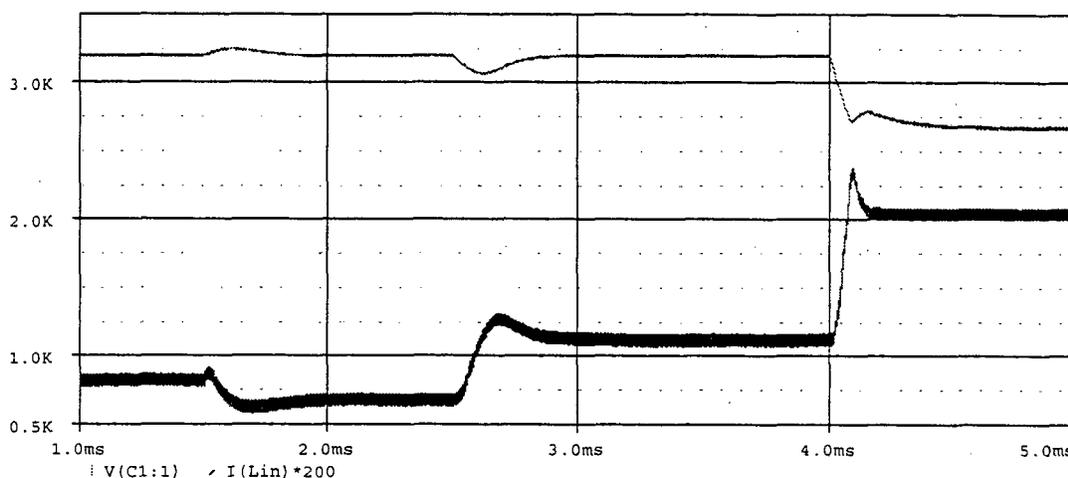


Fig. 6.21- Transitório da tensão de saída na rejeição de carga.

6.5 - CONCLUSÕES DO ESTUDO TEÓRICO DO CONTROLE MODO CORRENTE

Neste capítulo abordou-se o controle do conversor de estágio único proposto no capítulo 5. Com o estudo realizado, algumas simplificações foram consideradas para a obtenção do modelo linear de controle do conversor push-pull alimentado em corrente, operando com grampeamento ativo. Do ponto de vista do controle, quando a capacitância de grampeamento utilizada for muito reduzida em comparação com a capacitância do filtro de saída referida ao lado primário do transformador, pode-se desconsiderar a influência do grampeamento ativo na dinâmica, e portanto, no controle do conversor. Desta forma, pode-se utilizar o modelo do conversor push-pull com comutação dissipativa na análise do controle do conversor push-pull com grampeamento ativo.

Esta simplificação foi testada através de simulações do conversor push-pull alimentado em corrente operando com e sem grampeamento ativo, confirmando a sua validade. Considerando na simulação, os componentes utilizados no protótipo implementado, sendo o capacitor de grampeamento igual a 100nF e a capacitância de filtro total referida ao primário do transformador igual a 50 μ F, a influência do circuito de grampeamento no controle do conversor não foi expressiva.

O controle do conversor de estágio único pode ser implementado de forma semelhante à estrutura composta por dois estágios, com a utilização do circuito integrado UC3857, empregado no controle modo corrente dos conversores push-pull alimentado em

corrente e com o circuito integrado UC3901, para o isolamento entre o primário e o secundário, na malha de controle de tensão.

Como os principais aspectos práticos envolvidos na implementação do controle modo corrente dos conversores isolados operando com elevada tensão de saída foram abordados na implementação do controle da estrutura composta por dois estágios (capítulo 4), limitou-se o estudo do controle da estrutura de estágio único somente aos resultados de simulação.

CAPÍTULO - 7

COMPARAÇÕES ENTRE AS TOPOLOGIAS PROPOSTAS

7.1 - INTRODUÇÃO

No desenvolvimento deste trabalho foram selecionadas duas alternativas para a implementação do estágio de potência de um TWTA. Entre as diversas possibilidades consideradas nos estudos preliminares, as alternativas propostas foram as que apresentaram maior número de características desejáveis para a operação com elevada tensão de saída, em aplicações aeroespaciais.

Após a análise detalhada de cada estrutura, estabelecimento do procedimento de projeto otimizado, implementação e experimentação, obteve-se a validação do estudo realizado, comprovando serem ambas estruturas excelentes alternativas para a implementação de TWTA.

Verificou-se na literatura que as estruturas compostas por dois estágios de processamento de potência são muito empregadas na implementação da etapa de potência dos TWTA, enquanto que as topologias de estágio único são menos utilizadas para esta finalidade. Entretanto, não foi encontrado nenhum estudo comparativo que comprovasse qual destes princípios possa resultar em um maior conjunto de características adequadas para a aplicação.

Desta forma busca-se neste capítulo resumir as vantagens e desvantagens das duas alternativas, realizar a comparação direta com relação aos principais aspectos do funcionamento dos conversores, buscando-se definir qual princípio possa ser mais competitivo para a aplicação em questão.

Os principais critérios considerados no estudo comparativo são peso, volume, rendimento, corrente de entrada e ondulação da tensão de saída.

Esta comparação é realizada com a utilização dos protótipos implementados, sendo que se buscou a otimização destes conversores durante a fase de projeto.

Para não haver interpretações incorretas na comparação, buscou-se manter os mesmos critérios de projeto, especificações, e utilizar os mesmos tipos de materiais e componentes, possibilitando um estudo relativo entre as duas estruturas.

7.2 - ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

Uma característica importante que a estrutura a ser utilizada na implementação de um TWTA deve possuir é apresentar reduzida ondulação da tensão de saída. Isto devido ao fato de que é necessário limitar o nível de energia armazenada nos capacitores de filtro, o qual apresenta influência nos procedimentos de partida e desligamento do TWTA. Portanto, estruturas que apresentem naturalmente baixa ondulação da tensão de saída, resultarão em menor volume de filtro e menor energia armazenada.

A ondulação parametrizada da tensão de saída ($\overline{\Delta VCo}$) do conversor composto por dois estágios é determinada pelas equações 3.86 e 3.87.

$$\delta = \text{atg}\left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2}\right)$$

$$\overline{\Delta VCo} = \frac{\Delta VCo \cdot Co \cdot Fs}{I} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{Fr \cdot \cos(\delta)}$$

O gráfico da ondulação da tensão de saída da estrutura composta por dois estágios, para diferentes pontos de operação, é apresentado na figura 7.1.

Verifica-se que a ondulação de tensão aumenta com a frequência relativa F_r a qual também representa uma menor razão cíclica dos interruptores. Uma vez definido o ponto de operação do conversor, define-se também a ondulação de tensão de saída.

Para o conversor de dois estágios implementado neste trabalho, obteve-se uma frequência relativa igual a $F_r=2,05$, resultando em uma baixa ondulação relativa da tensão de saída ($\overline{\Delta VCo} = 0,185$), conforme apresentado na figura 7.1.

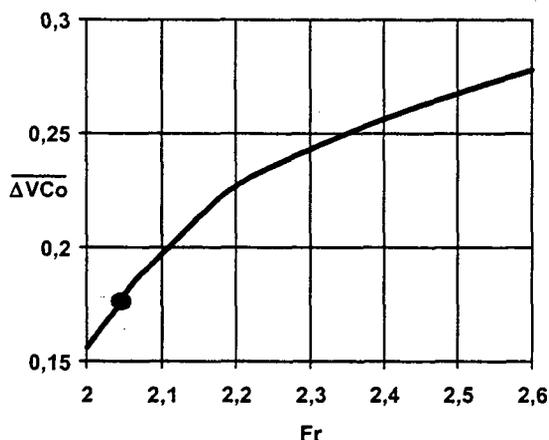


Fig.7.1- Ondulação da tensão de saída parametrizada da estrutura de dois estágios.

A ondulação parametrizada da tensão de saída do conversor de estágio único é calculada através da equação 5.101.

$$\overline{\Delta V_{Co}} = \frac{\Delta V_{Co} \cdot C_o \cdot F_s}{I_o} = \frac{(2 \cdot q - 1)^2}{8 \cdot q^2}$$

O gráfico da ondulação da tensão de saída parametrizada da estrutura de estágio único é apresentado na figura 7.2.

A ondulação da tensão de saída é variável com o ganho estático e conseqüentemente, com a variação da tensão de entrada e com a razão cíclica do conversor. Portanto, deve-se considerar a máxima ondulação apresentada pelo conversor na operação com a menor tensão de entrada, no projeto do filtro de saída.

O conversor de estágio único implementado neste trabalho opera com um ganho estático máximo igual a $q_{\max}=1,9231$ na operação com a menor tensão de entrada (26V), o que resulta em uma ondulação de tensão relativa máxima igual a $\overline{\Delta V_{Co}} = 0,274$, conforme indicado na figura 7.2.

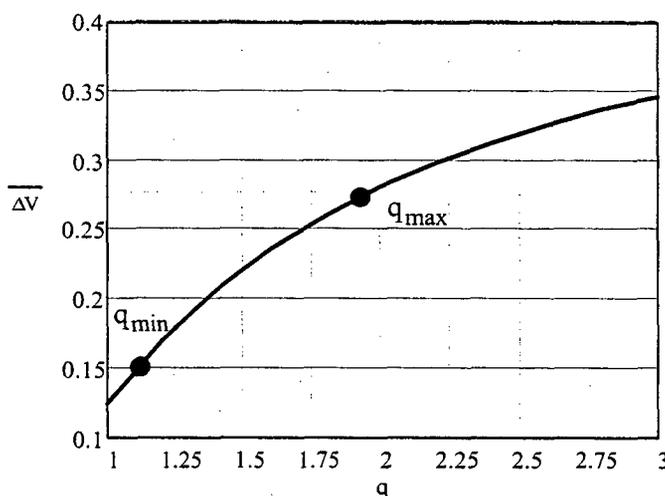


Fig.7.2- Ondulação da tensão de saída parametrizada da estrutura de estágio único

Portanto, como já poderia ser previsto, o ponto de operação variável da topologia de estágio único resulta em um volume maior do filtro de saída para a mesma especificação de ondulação de tensão com relação à estrutura composta por dois estágios, pois neste caso, o conversor isolado opera em um ponto fixo otimizado.

Entretanto, a ondulação de tensão relativa do conversor de estágio único foi apenas 30% maior na pior condição de operação, com relação à estrutura composta por dois estágios.

Esta diferença reflete-se diretamente no volume do filtro de saída do conversor de estágio único, o qual é aproximadamente 30% maior do que no conversor de dois estágios implementado.

7.3 - CORRENTE DE ENTRADA

Com a utilização do conversor boost como pré-regulador da topologia composta por dois estágios, a corrente de entrada é não pulsada, com baixa ondulação.

Como a topologia adotada no conversor de estágio único opera como um conversor boost isolado, a corrente de entrada também é não pulsada.

O conversor boost da topologia de dois estágios implementado opera com frequência de comutação maior do que o conversor isolado de estágio único. Entretanto, como a frequência de operação do indutor de entrada do conversor de estágio único é o dobro da frequência de comutação do conversor, pode-se utilizar o mesmo valor de indutância de entrada, obtendo o mesmo nível de ondulação de corrente de entrada em ambos conversores. Portanto, do ponto de vista da forma de onda e da ondulação da corrente de entrada, o conversor de estágio único e a topologia de dois estágios são idênticos.

Entretanto, existe uma diferença importante com relação a corrente de entrada das duas estruturas estudadas, durante o transitório em que os conversores são ligados.

No conversor boost da estrutura de dois estágios, deve-se limitar a corrente de carga do capacitor de filtro do conversor boost durante a partida, pois quando este capacitor está descarregado, pode-se considera-lo como um curto-circuito, havendo um crescimento da corrente na partida do conversor muito acima da corrente nominal de operação. Esta limitação de corrente pode ser realizada inserindo-se uma resistência na entrada do conversor boost, sendo posteriormente eliminada com a utilização de um rele.

No caso do conversor de estágio único, não há a necessidade de circuitos externos para a limitação da corrente de partida, desde que seja feita a variação progressiva da razão cíclica do conversor. Quando a razão cíclica dos interruptores principais do conversor de estágio único é menor do que 0,5, isto é, não há sobreposição dos instantes de condução dos interruptores principais, o conversor isolado opera de forma semelhante ao conversor sepic, limitando naturalmente a corrente de partida do conversor. Após a partida do conversor, pode-se operar com sobreposição dos instantes de condução dos interruptores principais, funcionando de forma semelhante ao conversor boost isolado.

7.4 - RENDIMENTO

Embora o conversor isolado da estrutura composta por dois estágios tenha apresentado um rendimento excepcional (próximo de 97%), considerando-se uma tensão de entrada de 50V, uma tensão de saída total de 3200V e operando com 150W de potência, o rendimento global da estrutura foi reduzido para 93,4% devido à conexão série do conversor isolado com o circuito pré-regulador, mesmo este apresentando um rendimento também elevado (96,5%).

O conversor isolado de estágio único não pode ser otimizado como o conversor isolado da estrutura de dois estágios, pois seu ponto de operação é variável com a tensão de entrada e com a carga. Entretanto, a estrutura de estágio único manteve elevado rendimento em toda faixa de variação da tensão de entrada, apresentando rendimento mínimo de 94,1% na operação com a menor tensão de entrada.

O gráfico comparativo do rendimento obtido com a estrutura de estágio único e com a composta por dois estágios, operando com potência nominal e com a tensão de entrada variável, é apresentado na figura 7.3.

Observa-se que para a máxima tensão de alimentação, os rendimentos das duas estruturas são idênticos. Entretanto, à medida que a tensão de entrada é reduzida, o rendimento da estrutura composta por dois estágios decresce de forma mais acentuada, apresentando um rendimento 0,7% inferior na operação com a mínima tensão de entrada, com relação à estrutura de estágio único.

Em ambas estruturas o rendimento decresce com a tensão de entrada em função do incremento das perdas de condução, uma vez que as perdas de comutação podem ser desprezadas.

Como no dimensionamento da fonte de alimentação do satélite leva-se em consideração a maior perda absoluta na pior condição de operação, pode-se afirmar que a topologia de estágio único é mais indicada com relação a este aspecto, pois apresenta menores perdas na operação com a menor tensão de entrada. Existe uma relação direta entre o rendimento do equipamento e o volume e custo final do sistema incluindo-se a fonte de alimentação, sendo portanto o rendimento global da estrutura um fator muito importante na seleção da topologia mais adequada para a implementação do TWTA.

Entretanto, ambas estruturas apresentaram eficiência superior ao limite mínimo de 92%, qualificando-as para a sua utilização na implementação do estágio de potência de um TWTA competitivo.

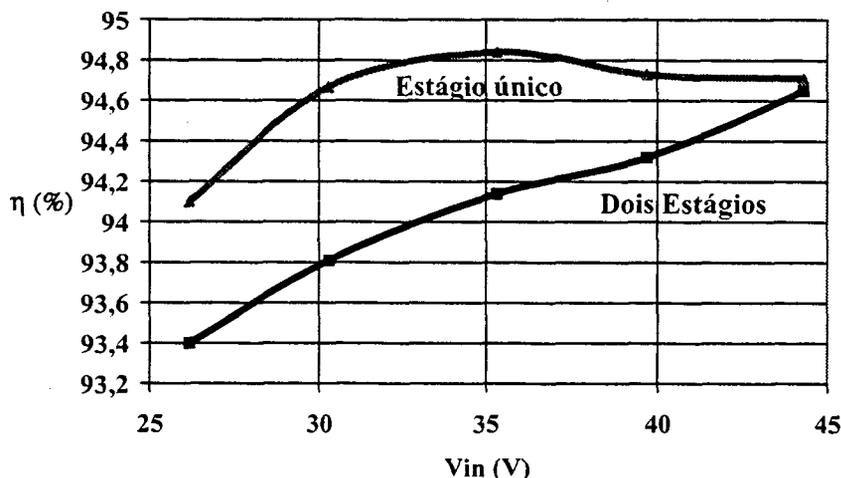


Fig. 7.3 - Comparação entre os rendimentos da estrutura de estágio único e composta por dois estágios, na operação com potência nominal e tensão de entrada variável.

7.5 - PESO E VOLUME

A fotografia dos circuitos implementados do conversor de estágio único e do composto por dois estágios é apresentada na figura 7.4.

Embora a disposição dos componentes nos dois circuitos pudesse ser melhorada, ambas estruturas apresentaram aproximadamente o mesmo volume. O volume obtido para ambos os conversores é igual a 500cm³.

O peso final obtido com a implementação dos conversores também é idêntico. O peso total obtido é igual a 350g para os dois conversores.

Os dissipadores dos semicondutores não foram incluídos nesta comparação pois a potência dissipada nestes componentes é reduzida, sendo utilizada apenas uma chapa metálica como dissipador. Desta forma, considerou-se que o próprio invólucro dos conversores pudesse ser utilizado como dissipador.

A princípio, esperava-se que o conversor de estágio único apresentasse peso e volume inferiores ao conversor composto por dois estágios de processamento de potência, em virtude do menor número de componentes e da maior simplicidade da estrutura. Entretanto, devido a uma combinação de parâmetros envolvidos no projeto e na implementação dos conversores, estes resultaram no mesmo peso e volume.

O principal fator que resultou na igualdade de peso e volume dos conversores foi o baixo valor de indutância de dispersão obtido na implementação dos transformadores (em torno de $1\mu\text{H}$).

Em todos os procedimentos relacionados com o transformador de alta tensão, sempre se buscou minimizar ao máximo a indutância de dispersão do transformador, sendo este resultado alcançado na implementação dos mesmos. Entretanto, um valor muito baixo de indutância de dispersão não é favorável ao funcionamento do conversor de estágio único, pois a energia armazenada na indutância de dispersão é utilizada para a obtenção de comutação suave no conversor. Portanto, quando a indutância de dispersão é muito reduzida, torna-se necessário adicionar indutores externos para aumentar a indutância de comutação e estender a faixa de comutação suave do conversor.

Como o indutor de comutação (L_r) fica sujeito a uma grande variação de fluxo e elevado esforço de corrente, deve-se realizar um projeto conservativo de forma a não prejudicar a eficiência do conversor, resultando em um indutor de volume considerável mesmo para baixos valores de indutância ($9\mu\text{H}$).

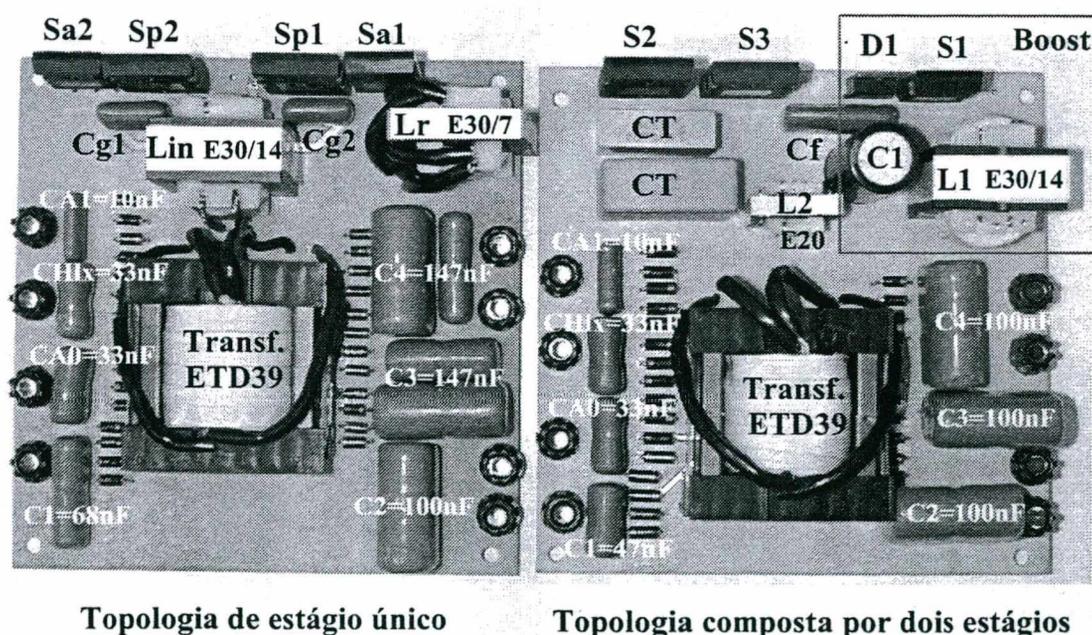


Fig.7.4 – Circuito de potência implementado do conversor de estágio único e da estrutura composta por dois estágios.

Devido à limitação de espaço na janela do núcleo do transformador do conversor de estágio único, não foi possível adotar outra disposição na implementação dos enrolamentos que pudesse aumentar a indutância de dispersão do transformador. Portanto, pode-se

recomendar a utilização de outros tipos de núcleo que resultem em valores mais elevados de indutância de dispersão do transformador, como por exemplo o núcleo do tipo E.

Portanto, a inclusão do indutor externo de comutação aliado ao maior volume dos capacitores de filtro do conversor isolado resultou em uma equivalência de peso e volume entre os conversores.

Por outro lado, o baixo valor de indutância de dispersão do transformador contribuiu na redução do peso e volume e no incremento do rendimento do conversor isolado da estrutura composta por dois estágios.

A influência da indutância de dispersão no funcionamento do conversor isolado da topologia de dois estágios pode ser avaliada a partir da análise teórica do conversor desenvolvida no capítulo 3.

Uma vez especificada a frequência de ressonância relativa F_r do conversor, em função dos parâmetros do circuito e com o auxílio do ábaco que define o ponto ótimo de operação do conversor (figura 3.29), pode-se calcular a capacitância conectada ao ponto central do transformador (C_T), utilizando-se a equação 3.23.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_T}}$$

Portanto, se houver um incremento na indutância de dispersão, o valor da capacitância C_T deverá ser reduzido na mesma proporção, de forma a manter a frequência de ressonância calculada constante. Isto ocasionará um incremento na impedância característica do circuito Z_n , calculada pela equação 3.25, pois o parâmetro L_d aumenta enquanto o valor de C_T reduz-se na mesma proporção.

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_d}{C_T}}$$

Como todos os esforços de tensão são diretamente proporcionais ao parâmetro Z_n , o incremento na indutância de dispersão ocasionará um aumento na ondulação de tensão do capacitor C_T ($V_{C_{Tpk}}$ - equação 3.55), aumento na tensão máxima nos interruptores ($V_{S_{pk}}$ - equação 3.61), incremento na tensão na entrada em condução dos interruptores (V_{on} - equação 3.91) e na ondulação da corrente de entrada do conversor isolado, resultando no incremento no seu valor de indutância (L_{in} - equação 3.77).

$$V_{C_{Tpk}} = I \cdot Z_n \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] + V_{in}$$

$$VS_{pk} = I \cdot Z_n \cdot \left[\sin(\phi) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \cos(\phi) \right] + 2 \cdot V_{in}$$

$$V_{on} = I \cdot Z_n \cdot \left(\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \right)$$

$$L_{in} = 2 \cdot I \cdot \frac{L_d}{\Delta i_{L_{in}}} \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t_{pk}) + \frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t_{pk}) \right]$$

Onde:

$$\phi = \text{atg} \left(\frac{2}{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)} \right)$$

$$t_{pk} = \frac{\text{atg} \left[\frac{\pi \cdot F_r \cdot (1 - t_r)}{2} \right]}{\omega_o}$$

Portanto, caso o transformador implementado apresente valor de indutância de dispersão elevado, o conversor isolado da topologia composta por dois estágios pode ter seu desempenho bastante prejudicado, inviabilizando a sua utilização.

Embora o indutor de entrada do conversor isolado da topologia composta por dois estágios, denominado de L_2 no circuito apresentado na figura 7.4, tenha um valor de indutância muito superior ($L_2=25\mu\text{H}$ -núcleo E20) com relação ao indutor ressonante L_r do conversor de estágio único ($L_r=9\mu\text{H}$ -núcleo E30/7), seu volume é inferior. Isto ocorre devido ao fato de a corrente eficaz no indutor L_2 ser inferior e por ser um indutor de filtro, este fica submetido a uma variação de fluxo muito reduzida, podendo-se utilizar uma densidade de fluxo próxima da saturação, sem comprometer o rendimento do conversor. Isto contribui significativamente para a redução do volume deste indutor, reduzindo a diferença de volume entre os conversores estudados.

7.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo buscou-se evidenciar as principais características dos conversores estudados, obtidas a partir dos protótipos implementados em laboratório. Mantiveram-se os mesmos critérios de projeto, especificações e utilizaram-se os mesmos tipos de materiais e componentes na implementação dos dois protótipos, possibilitando a comparação direta dos principais aspectos relativos a implementação da etapa de potência de um TWTA.

Os parâmetros comparados referem-se ao rendimento, peso, volume, corrente de entrada, ondulação da tensão de saída e sensibilidade ao valor de indutância de dispersão do transformador.

Quanto ao rendimento, ambas estruturas propostas apresentam rendimento superior ao limite mínimo de 92%, considerado adequado para a implementação de um TWTA competitivo para o nível tecnológico atual. Entretanto, o conversor de estágio único apresentou um rendimento mínimo igual a 94,1%, que é 0,7% superior ao rendimento da topologia composta por dois estágios, na pior condição de operação, a qual ocorre com a menor tensão de entrada. Este resultado é muito importante pois influencia diretamente no dimensionamento do sistema de alimentação do satélite e na competitividade do sistema.

O conversor de estágio único apresenta um volume de filtro de saída mais elevado com relação a topologia de dois estágios, em função do seu ponto de operação ser variável com a tensão de entrada. Entretanto, obteve-se um incremento de apenas 30% no volume do filtro, para uma grande variação da tensão de entrada.

Os dois conversores são idênticos com relação à forma de onda e ondulação da corrente de entrada, entretanto o conversor boost da estrutura de dois estágios necessita de um circuito externo para a limitação da corrente de entrada na partida do conversor.

Os conversores implementados apresentaram o mesmo peso e volume, entretanto verifica-se através da análise teórica que isto ocorre quando o transformador de alta tensão utilizado apresenta baixo valor de indutância de dispersão ($1\mu\text{H}$).

Pode-se concluir, a partir da análise teórica das duas estruturas estudadas, que a topologia de estágio único pode ser favorecida com o incremento da indutância de dispersão do transformador, podendo-se reduzir ou eliminar o indutor externo de comutação, necessário para estender a faixa de comutação suave do conversor.

Já o incremento da indutância de dispersão do transformador do conversor isolado da topologia composta por dois estágios prejudica o seu funcionamento, aumentando os esforços de tensão e ondulação da corrente de entrada.

Portanto, a partir dos resultados obtidos com a implementação dos conversores, pode-se considerar que o conversor de estágio único apresenta algumas vantagens com relação à topologia de dois estágios, tais como rendimento mais elevado, limitação da corrente de entrada na partida do conversor e favorecimento do seu funcionamento com o incremento da indutância de dispersão.

CAPÍTULO - 8

CONCLUSÃO GERAL

O estudo desenvolvido neste trabalho é direcionado para a investigação, definição e otimização de topologias de conversores CC-CC isolados, operando com elevada tensão de saída (kV) e alto rendimento, para utilização em aplicações aeroespaciais, especificamente no estágio final de amplificação de microonda dos satélites de comunicação.

O conversor isolado de alta tensão é considerado o principal elemento na otimização deste tipo de equipamento, pois processa a maior parte da energia consumida no satélite de comunicação. Além disso, existe um conjunto de fatores que dificultam a obtenção de elevado rendimento neste conversor, tais como a grande variação na tensão de entrada, a elevada tensão de saída, a grande diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída, a baixa potência envolvida nesta aplicação, os elementos intrínsecos do transformador de alta tensão, entre outros.

Após a revisão bibliográfica e estudo preliminar de várias estruturas, foram propostas duas alternativas para a implementação de conversores CC-CC isolados, operando com elevada tensão de saída, alto rendimento e reduzida massa e volume. Os conversores propostos apresentam diferentes princípios de funcionamento, sendo que os principais aspectos operacionais de cada topologia foram analisados neste trabalho.

A primeira topologia proposta é uma estrutura composta por dois estágios conectados em série, formada por um pré-regulador e por um conversor CC-CC isolado ZVS/ZCS.

O circuito pré-regulador utilizado, implementado com o conversor boost clássico, apresenta elevado rendimento (96,5%) operando em alta frequência (100kHz), além de ser uma estrutura simples e compacta.

Foi realizada a análise teórica do conversor isolado push-pull ZVS/ZCS, permitindo o desenvolvimento de um procedimento de projeto buscando a otimização deste conversor. Os resultados de simulação e experimentais obtidos comprovaram a validade da análise teórica realizada para o conversor push-pull ZVS/ZCS, obtendo-se um rendimento na operação com potência nominal próximo de 97%, resultando em um rendimento total para a estrutura de dois estágios igual a 93,4%.

Para a otimização do conversor isolado, este opera em um ponto fixo, com razão cíclica e frequência de comutação constantes. Portanto, a estrutura composta por dois estágios em série apresenta uma metodologia de controle peculiar, pois a ação do controle é exercida no conversor pré-regulador, que deverá controlar a tensão de saída do segundo estágio.

Desta forma, a abordagem desenvolvida no estudo do controle deste conversor visa investigar a viabilidade de controle da estrutura proposta.

Como resultado deste estudo, concluiu-se que o conversor push-pull ZVS/ZCS operando em um ponto fixo, pode ser representado na análise de transitório da estrutura de dois estágios, por um filtro LC composto pela indutância de entrada do conversor isolado e pela capacitância de saída total referida ao lado primário do transformador.

Portanto, o conversor boost do pré-regulador, operando em série com o conversor push-pull ZVS/ZCS, resulta em um circuito equivalente de um conversor boost com filtro Π em sua saída, sendo este composto pelo capacitor de saída do conversor boost, e o par LC do conversor isolado.

Tendo sido definido o modelo de controle da estrutura composta por dois estágios, desenvolveu-se uma metodologia de projeto do circuito de controle, sendo posteriormente testada através de simulações e pela implementação prática.

A segunda topologia estudada é composta por um conversor de estágio único ZVS-PWM que se mostrou bem adaptado para a sua utilização nesta aplicação, mantendo elevado rendimento mesmo para uma grande variação da tensão de entrada. A estrutura proposta baseia-se no conversor push-pull alimentado em corrente, com grampeamento ativo.

Para este conversor também se desenvolveu a análise teórica e o procedimento de projeto buscando a otimização deste conversor. Os resultados de simulação e experimentais obtidos comprovaram a validade da análise teórica realizada, sendo que o conversor de estágio único manteve elevado rendimento em toda faixa de variação da tensão de entrada, obtendo-se rendimento mínimo de 94,1% na pior condição de operação (menor tensão de entrada).

O estudo do controle do conversor de estágio único também foi abordado, comprovando a viabilidade de controle da estrutura proposta.

Com o estudo realizado, pode-se considerar algumas simplificações para a obtenção do modelo de controle do conversor proposto. Do ponto de vista do controle, quando a

capacitância de grampeamento utilizada for muito reduzida em comparação com a capacitância do filtro de saída referida ao lado primário do transformador, pode-se desconsiderar a influência do grampeamento ativo na dinâmica, e portanto, no controle do conversor. Desta forma, pode-se utilizar o modelo do conversor push-pull com comutação dissipativa na análise do controle do conversor push-pull com grampeamento ativo.

Esta simplificação foi testada através de simulações do conversor push-pull alimentado em corrente operando com e sem grampeamento ativo, confirmando a sua validade.

Um estudo comparativo das estruturas propostas foi desenvolvido, buscando-se evidenciar as principais características dos conversores estudados, obtidas a partir dos protótipos implementados em laboratório. Mantiveram-se os mesmos critérios de projeto, especificações e utilizaram-se os mesmos tipos de materiais e componentes na implementação dos dois protótipos, possibilitando a comparação direta dos principais aspectos relativos à implementação da etapa de potência de um TWTA.

Os protótipos implementados foram desenvolvidos para uma aplicação com 150W de potência de saída, tensão total de saída de 3,2kV e uma tensão de entrada variando desde 26V até 44V.

Os parâmetros comparados referem-se ao rendimento, peso, volume, corrente de entrada, ondulação da tensão de saída e sensibilidade ao valor de indutância de dispersão do transformador.

Quanto ao rendimento, ambas estruturas propostas apresentam rendimento superior ao limite mínimo de 92%, considerado adequado para a implementação de um TWTA competitivo para o nível tecnológico atual. Entretanto, o conversor de estágio único apresentou um rendimento mínimo igual a 94,1%, que é 0,7% superior ao rendimento da topologia composta por dois estágios, na pior condição de operação. Este resultado é muito importante, pois influencia diretamente no dimensionamento do sistema de alimentação do satélite e na competitividade do sistema.

O conversor de estágio único apresenta um volume de filtro de saída mais elevado com relação à topologia de dois estágios, em função do seu ponto de operação ser variável com a tensão de entrada. Entretanto, obteve-se um incremento de apenas 30% no volume do filtro, para uma grande variação da tensão de entrada.

Os dois conversores são idênticos com relação à forma de onda e ondulação da corrente de entrada, entretanto o conversor boost da estrutura de dois estágios necessita de um circuito externo para a limitação da corrente de entrada na partida do conversor.

Os conversores implementados apresentaram o mesmo peso e volume, entretanto verifica-se através da análise teórica que isto ocorre somente quando o transformador de alta tensão utilizado apresenta baixo valor de indutância de dispersão ($1\mu\text{H}$).

Pode-se concluir, a partir da análise teórica das duas estruturas estudadas, que a topologia de estágio único pode ser favorecida com o incremento da indutância de dispersão do transformador, podendo-se reduzir ou eliminar o indutor externo de comutação, necessário para estender a faixa de comutação suave do conversor.

Já o incremento da indutância de dispersão do transformador do conversor isolado da topologia composta por dois estágios, prejudica o seu funcionamento, aumentando os esforços de tensão e ondulação da corrente de entrada.

Portanto, a partir dos resultados obtidos com a implementação dos conversores, pode-se considerar que o conversor de estágio único apresenta algumas vantagens com relação à topologia de dois estágios, tais como rendimento mais elevado, limitação da corrente de entrada na partida do conversor e favorecimento do seu funcionamento com o incremento da indutância de dispersão. Esta última característica torna-se muito importante nas situações em que o transformador implementado apresente indutância de dispersão de valor significativo, podendo este fator definir a topologia a ser utilizada, em função do estudo desenvolvido neste trabalho.

Tendo em vista a grande utilização, neste tipo de aplicação, das topologias compostas por dois estágios conectados em série, pode-se concluir com este estudo que as estruturas de estágio único podem apresentar resultados superiores, aumentando a competitividade do equipamento embarcado em satélite, com relação ao utilizado atualmente.

Referências Bibliográficas

- [1] CERUTI, L.; GAMBARARA, M.; VIGANÒ, D. New Generation EPC for Medium Power TWTs. *Proceedings of the European Space Power Conference, Spain*, p. 299-316, Sep. 1998.
- [2] FINK, D. G.; JURGEN R. K.; TORRERO E. A. *Electronics Engineers Handbook. Fourth Edition*, IEEE Press.
- [3] CERUTI, L.; GAMBARARA, M. New EPC for 130W RF TWTA for KU-BAND DBS Applications. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 311-316, Sep. 1991.
- [4] MASSIMO, P. G. An Overview of a New Generation Lightweight TWTA for Space Applications, with an Industrial Design Approach. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 275-280, Aug. 1993.
- [5] DELPORTE, P.; FAYT, P.; PEQUET, E. EPC and TWTA for Telecommunication Satellites. *Proceedings of the European Space Power Conference, Spain*, p. 305-310, Sep. 1998.
- [6] HÜBNER, K. H.; OHMS, F. Advanced Technology for DBS TWTAs. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 281-285, Aug. 1993.
- [7] GAMBARARA, M.; CANTAMESSA, M. Lightweight EPC (up to) 80W 12 GHz TWTAs. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 251-255, Aug. 1993.
- [8] KELKAR, S. S.; LEE, F. C. A Novel Feed-forward Compensation Canceling Input Filter-Regulator Interaction. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 19, no.2, p. 258-268, Mar. 1983.
- [9] KELKAR, S. S.; LEE, F. C. Stability Analysis of a Buck Regulator Employing Input Filter Compensation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 20, no.1, p. 67-77, Jan. 1984.
- [10] ERICH, S. Y.; POLIVKA, W. M. Input Filter Criteria for Current-Programmed Regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, p. 143-151, Jan. 1992.

- [11] GHISLANZONI, L. Parallel Power Regulation of a Constant Frequency, ZV-ZC Switching Resonant Push-Pull. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 191-198, Sep. 1991.
- [12] WEINBERG, A. H.; CARRASCO, J. A.; MASET, E.; DEDE, E. A High-Efficiency Regulation Technique for a Zero-Voltage Zero-Current Power Switching Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, p. 739-747, Oct. 1998.
- [13] WEINBERG, A. H.; O'SULLIVAN, D.; CARRASCO, J. A. Variable Transformer Turns Ratio Regulator $\{TR\}^2$ for a DC/DC Converters or Inverter. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 33-37, Aug. 1993.
- [14] BARBI, I.; SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. Edição dos autores. Florianópolis: 1999.
- [15] SNELLING, E. C. *Soft Ferrites, Properties and Application*. Second Edition. BUTTERWORTHS, England: 1988.
- [16] TALA-IGHIL, B.; NYOBE-YOME, J-M.; GLAIZE C. High-Voltage Variable-Frequency Double-Resonant DC-DC Converters Utilizing the Transformer Parasitic Elements. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 245-250, Aug. 1993.
- [17] UCEDA, J.; BLANCO, C.; PÉREZ, M. A.; RICO, M. Design of the Delay Line Power Supply of a TWT. *Proceedings of the European Space Power Conference, Spain*, p. 2123-2128, Aug. 1995.
- [18] BATISTA, Adalberto J. *Modelagem e Otimização do Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta frequência*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [19] MATSUURA, I.; SMITH K. M.; SMEDLEY K. M. A Comparison of Active and Passive Soft Switching Methods for PWM Converters, IEEE PESC'98, p. 94-100, 1998.
- [20] BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Não Isolados*. Edição dos autores. Florianópolis, 2000.

- [21] BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*, Edição dos autores. Florianópolis, 2001.
- [22] WEINBERG, A. H.; GHISLANZONI, L. A New Zero-Voltage Zero-Current Power Switching Technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 8, p. 655-665, Oct. 1992.
- [23] ARENS, I.; TONICELLO, F. Conductance Control with a Boost Regulator for a High-Voltage Power Conditioner for a TWTA. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 343-350, Sep. 1991.
- [24] VORPERIAN, V. "Simplified Analysis of PWM Converter Using the Model of the PWM Switch", VPEC Seminar Tutorial, Sep. 1989.
- [25] SILVA JÚNIOR, E. T. Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [26] ISRAELSEN, B. P.; MARTIN, J. R.; REEVE, C. R.; SCOWN V. A 2.5kV High-Reliability TWT Power Supply: Design Techniques for High Efficiency and Low Ripple. *IEEE PESC'77*, p. 212-222.
- [27] YAMASHITA, T.; OHTSU, S.; YAMAMOTO, k; SUGIURA, T. A High-Efficiency and Light-Weight TWT Power Supply for a Communication Satellite. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 323-328, Sep. 1991.
- [28] YAMASHITA, T.; OHTSU, S.; YAMAMOTO, k. Considerations on the Relationship Between Distributed Capacitance and Power Loss in a Push-Pull Current-Fed Converter in Buck-Mode. *IEEE PESC'88*, p. 212-222, April 1988.
- [29] DUARTE, C. M. C. *Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo*. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [30] CASTEN, B. Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. *High Frequency Power Conversion-HFPC*, p.235-245, May 1990.
- [31] SILVA, Faruk J. N. *Estudo de um Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo*. Florianópolis, 1998. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [32] STOJCIC, G.; SABLE, D. M.; LEE, F.; CHO, B. H. A New Zero-Voltage Switching Weinberg Converter For High Voltage Space Power Distribution System. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p.415-420, August 1993.
- [33] STOJCIC, G.; LEE, F. C.; HITI S. Small-Signal Characterization of Active-Clamp PWM Converters, VPEC Seminar, p. 237-245, Sep. 1995.
- [34] Unitrode, Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1996.
- [35] Unitrode, Product and Applications Handbook, 1996.
- [36] GULES, R.; BARBI, I. A High Efficiency Isolated DC-DC Converter with High-Output Voltage, IEEE INDUSCON'00, Porto Alegre, Brasil, p.249-254, 2000.
- [37] GULES, R.; BARBI, I. A High Efficiency Isolated DC-DC Converter with High-Output Voltage For TWTA Telecommunication Satellite Applications, *IEEE PESC'01, Vancouver, Canada*.
- [38] GULES, R.; BARBI, I. Isolated dc-dc Converters with High-Output Voltage For TWTA Telecommunication Satellite Applications, Applied Power Electronic Conference, APEC'01, Anaheim, USA, p.276-302, March 2001.
- [39] EDRY, D.; BEN-YAAKOV, S. Capacitive-loaded Push-Pull Parallel-Resonant Converter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 4, p. 1287-1296, Oct. 1993.
- [40] RUITBERG, A. P. Minus 35kV Space-Bone Instrument Power Supply. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 17, no.5, p. 651-655, Sep. 1981.
- [41] LATHAM, R V.; XU, N. S.; HEYLEN, A. E. D.; POSTOYALKO, V. T. The Threat of Parasitic Electron Emission in High-Voltage Power and Communication Systems Operating Under Space Conditions. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 329-334, Sep. 1991.
- [42] GOLLOR, M ; ROGALLA, K. Vacuum Insulation for High Voltage Application in Space. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 263-268, Aug. 1993.

- [43] ARENS, A. The Stress-Lifetime Relation of Electrical Insulation. *Proceedings of the European Space Power Conference, Austria*, p. 257-262, Aug. 1993.
- [44] WEBER, H.; LEHMANN, K.; BOCHSLER, P.; FISHER, J. Partial discharge Measurements to Determine Long-Term Characteristics of Thin Epoxy Plates Under Cyclic Stress. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 335-341, Sep. 1991.
- [45] EEMAN, J. C. J. Experimental Partial Discharge Detection Equipment for DC and DC Ramp High Voltage Testing. *Proceedings of the European Space Power Conference, Italy*, p. 317-322, Sep. 1991.