

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

**NOVOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS ZVS-PWM  
COM GRAMPEAMENTO ATIVO E BAIXA ONDULAÇÃO  
DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA**

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

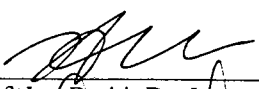
**EDUARDO FÉLIX RIBEIRO ROMANELI**

Florianópolis, dezembro de 2001.

# NOVOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS ZVS PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO E BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA

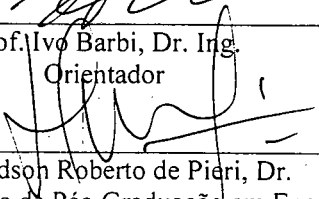
Eduardo Félix Ribeiro Romaneli

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



---


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



---

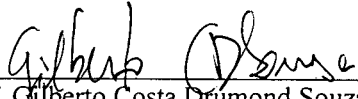
Prof. Edson Roberto de Píri, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:




---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Presidente



---

Prof. Gilberto Costa Drumond Souza, Ph. D.



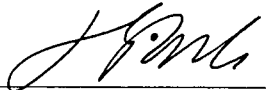
---

Prof. Carlos Alberto Canesin, Dr.



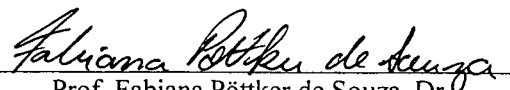
---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



---

Prof. Fabiana Pöttker de Souza, Dr.

**À minha esposa Leandra**

**À minha filha Gabriela**

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos e pela interessada e competente orientação no decorrer do Curso de Doutorado.

Aos Professores Arnaldo José Perin, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins, Ênio 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, em especial a Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho, Patrícia Schmitt e Dulcemar Borges, pelo auxílio, atenção e presteza sempre dispensadas.

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.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao CNPQ, pelo apoio financeiro.

Aos meus pais Hilário e Heloiza pelo apoio incondicional e estímulo nas horas difíceis.

À Prof. Vânia Ulbricht e ao Prof. Sérgio Ulbricht pelo apoio e incentivo.

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

# **NOVOS CONVERSORES CC-CC ISOLADOS ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO E BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA**

**Eduardo Félix Ribeiro Romaneli**

Dezembro/2001

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Sistemas de Energia – Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Conversor CC-CC, Grampeamento Ativo, Comutação Suave

Número de Páginas: 193.

Apesar da existência de uma gama variada de conversores com características de baixa ondulação de corrente na entrada e na saída, muitas vezes estas opções são descartadas pela complexidade, alto custo ou baixo rendimento. Esta pesquisa visa preencher esta lacuna através de estruturas simples e funcionais.

Esta pesquisa apresenta três novos conversores CC-CC isolados, nos quais empregam-se indutores tanto na entrada quanto na saída. A principal característica dos novos circuitos são os baixos níveis de ondulação de corrente presentes na fonte de entrada e na carga, obtidos através de um estrutura única. Adicionalmente, as topologias apresentam também características muito interessantes de comutação suave e grampeamento da tensão sobre os interruptores.

Contempla-se também, uma revisão sobre os principais conversores concorrentes presentes na literatura especializada até o momento, bem como o princípio de operação, a análise teórica, os resultados de simulações e resultados experimentais, para operação em malha aberta de todos os novos conversores estudados. Por fim, como exemplo de aplicação, foram incluídos, o projeto e os resultados experimentais de um protótipo em malha fechada do Conversor Ponte Completa *Phase-shift* apresentado no Capítulo IV.

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

# **NEW ISOLATED ZVS-PWM ACTIVE CLAMPING DC-DC CONVERTERS PRESENTING LOW CURRENT RIPPLE IN THE INPUT AND OUTPUT**

**Eduardo Félix Ribeiro Romaneli**

December/2001

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Systems – Power Electronics

Keywords: Power Electronics, DC-DC Converter, Active Clamping, Soft Switching.

Number of Pages: 193

In spite of the existence of a large variety of low input and output current ripple characteristics converters, sometimes, these options are refused due to their complexity, high cost or lower efficiency. This research intends to fulfill this lack of simple and functional structures.

Three new isolated DC-DC converters are presented, in which input and output inductors are employed. The main characteristic of these new circuits are input and output low current ripples, obtained using a single structure. The new topologies also present soft commutation and active voltage clamping as additional characteristics.

A revision about the main competitive converters presented in literature until this moment, as well as the principle of operation, theoretical analysis, simulation and experimental results of all new converters in open loop operation are presented. Finally, as application example, the design and experimental results in closed loop operation of the new Full Bridge Phase-Shift converter are presented.

# SUMÁRIO

	Página
Resumo.....	iv
<i>Abstract</i> .....	v
Sumário .....	vi
Simbologia .....	ix
Capítulo 1: Introdução Geral	
1.1. Introdução .....	1
1.2. Conversores Isolados Alimentados em Tensão.....	3
1.2.1 Topologia Push-Pull .....	4
1.2.2 Conversor Meia-Ponte Isolado .....	5
1.2.3 Conversor Ponte-Completa Isolado .....	6
1.3. Conversores Isolados Alimentados em Corrente .....	7
1.3.1 Conversor Push-Pull alimentado em corrente.....	7
1.3.2 Nova Topologia Proposta por Mantovanelli e Barbi .....	8
1.4. Conversores Isolados com Entrada e Saída em Corrente .....	9
1.4.1 Topologia Proposta por Caballero e Barbi .....	9
1.4.2 Topologia Tipo Ponte-Completa alimentada em Corrente.....	10
1.5. Conclusões .....	11
Capítulo 2: Conversor CC-CC Meia-Ponte Isolado PWM ZVS com Baixa Ondulação de Corrente na Entrada e na Saída	
2.1. Introdução .....	12
2.1.1. Síntese de Topologias .....	12
2.1.2. O Circuito Proposto.....	14
2.2. Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação Simplificada .....	15
2.2.1. Operação Idealizada .....	15
2.2.2. Ganho Estático .....	17
2.3. Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação ZVS .....	18
2.4. Característica de Saída .....	30
2.4.1 Cálculo da Corrente Magnetizante $I_M$ .....	32
2.5. Esforços nos Interruptores .....	33
2.6. Estudo das Comutações.....	38
2.7. Projeto dos Elementos de Potência do Conversor.....	40
2.8. Resultados de simulação.....	44
2.9. Dados Construtivos dos Elementos Magnéticos e Controle.....	48
2.9.1 Cálculo Térmico .....	48
2.9.2 Dimensionamento do Indutor $L_e$ .....	49

2.9.3	Dimensionamento do Indutor $L_s$ .....	50
2.9.4	Dimensionamento do Indutor $L_d$ .....	51
2.9.5	Dimensionamento do Transformador .....	53
2.9.6	Circuito de comando dos Interruptores .....	54
2.10.	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC .....	56
2.10.1	Formas de onda .....	56
2.10.2	Curva de Rendimento .....	61
2.10.3	Característica de Saída .....	61
2.11.	Conclusões .....	62

### Capítulo 3: Conversor CC-CC Ponte-Completa Isolado PWM ZVS com Baixa Ondulação de Corrente na Entrada e na Saída

3.1.	Introdução .....	63
3.2.	Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação Simplificada .....	63
3.2.1.	Operação Idealizada .....	63
3.2.2.	Ganho Estático .....	65
3.3.	Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação ZVS .....	68
3.4.	Característica de Saída .....	79
3.4.1.	Cálculo da Corrente Magnetizante $I_M$ .....	81
3.5.	Esforços nos Interruptores .....	82
3.6.	Estudo das Comutações .....	89
3.7.	Projeto dos Elementos de Potência do Conversor .....	91
3.8.	Resultados de simulação .....	95
3.9.	Dados Construtivos dos Elementos Magnéticos e Circuito de Controle .....	99
3.9.1	Dimensionamento do Indutor $L_e$ .....	100
3.9.2	Dimensionamento do Indutor $L_s$ .....	101
3.9.3	Dimensionamento do Indutor $L_d$ .....	102
3.9.4	Dimensionamento do Transformador .....	104
3.9.5	Circuito de comando dos Interruptores .....	106
3.10.	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC .....	107
3.10.1	Formas de Onda .....	107
3.10.2	Curva de Rendimento .....	112
3.10.3	Característica de Saída .....	113
3.11.	Conclusões .....	113

### Capítulo 4: Conversor CC-CC Ponte-Completa Isolado *Phase-Shift* ZVS com Baixa Ondulação de Corrente na Entrada e na Saída

4.1.	Introdução .....	114
4.2.	Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação Simplificada .....	115
4.2.1.	Modulação <i>Phase-shift</i> .....	115
4.2.2.	Operação Idealizada .....	115
4.2.3.	Ganho Estático .....	118
4.3.	Etapas de Funcionamento e Equacionamento para Operação ZVS .....	120
4.4.	Característica de Saída .....	133
4.4.1.	Cálculo da Corrente Magnetizante $I_M$ .....	134
4.4.2.	Cálculo da Corrente Média no Indutor $L_D$ .....	134
4.4.3.	Cálculo das Correntes de Entrada .....	135
4.5.	Esforços nos Interruptores .....	135



4.6. Estudo das Comutações.....	140
4.7. Projeto dos Elementos de Potência do Conversor.....	141
4.8. Resultados de simulação.....	144
4.9. Dados Construtivos dos Elementos Magnéticos.....	148
4.9.1 Dimensionamento dos Indutores $L_{e1}$ e $L_{e2}$ .....	148
4.9.2 Dimensionamento do Indutor $L_s$ .....	150
4.9.3 Dimensionamento do Indutor $L_d$ .....	151
4.9.4 Dimensionamento do Transformador.....	152
4.10. Circuitos de Comando e Controle do Conversor.....	154
4.10.1 Cálculo do Compensador PI com Filtro.....	157
4.10.2 Implementação.....	161
4.11. Resultados Experimentais do Conversor CC-CC.....	162
4.11.1 Formas de Onda.....	162
4.11.2 Curva de Rendimento.....	168
4.11.3 Característica de Saída.....	168
4.12. Conclusões.....	169

## Capítulo 5: Modelagem do Conversor CC-CC Ponte-Completa *Phase-Shift* ZVS com Baixa Ondulação de Corrente para Operação em Malha Fechada

5.1. Introdução.....	170
5.2. Análise do Conversor.....	170
5.2.1. Modelagem do Conversor Ponte-Completa ZVS PWM.....	172
5.2.2. Controle do Conversor <i>Phase-Shift</i> .....	174
5.2.2.1 Compensador de Tensão.....	174
5.3. Cálculo dos Parâmetros do Compensador.....	176
5.3.1. Cálculo dos Compensadores.....	176
5.3.2. Compensador de Tensão.....	177
5.3.2.1 Cálculo dos Parâmetros do Compensador de Tensão.....	179
5.4. Resultados de Simulação.....	181
5.4.1. Implementação.....	183
5.5. Resultados Experimentais do Conversor CC-CC.....	183
5.5.1. Formas de onda.....	184
5.6. Conclusões.....	187

Conclusões Gerais.....	188
------------------------	-----

Referências Bibliográficas.....	191
---------------------------------	-----

# SIMBOLOGIA

## 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha$	Parâmetro relativo a corrente de saída	A
$\Delta I$	Ondulação da corrente (ripple)	A
$\Delta V$	Ondulação da tensão	V
$\omega$	Frequência angular	rad/s
$\pi$	3,141592654	
$\eta$	Rendimento	
$\tau$	Constante de tempo	s
$A_e$	Área da seção transversal da perna central do núcleo	cm <sup>2</sup>
$A_w$	Área da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
$B_{Máx}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo	Tesla
cos	Função trigonométrica co-seno	
C1	Capacitor de grampeamento	F
C2	Capacitor de bloqueio CC	F
Ca1..4	Capacitor auxiliar para comutação ZVS	F
Cs	Capacitor de filtro de saída	F
D	Razão cíclica	
$D_r$	Diodo retificador	
$\dot{D}_v$	Variação da razão cíclica em relação a tensão de entrada	
$\dot{D}_i$	Variação da razão cíclica em relação a carga	
$f_c$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{cz}$	Frequência de cruzamento	Hz
$f_p$	Frequência de pólo	Hz
$f_z$	Frequência de zero	Hz
$f_n$	Frequência ressonante do filtro de saída	Hz
G	Função de transferência de planta	
gc	ganho do sensor de corrente	
H	Função de transferência de compensador	
$I_{Ls}$	Corrente média na carga, em corrente contínua	A
$I_{ef}$	Valor eficaz da corrente	A
$I_e$	Corrente através da fonte de entrada	A
$I_{Ld}$	Corrente através do indutor $L_D$	A

$I_{Le}$	Corrente através do indutor $L_e$	A
$I_{Ls}$	Corrente através do indutor $L_s$	A
$I_{Lssec}$	Corrente através do indutor $L_s$ referida ao primário	A
$I_{méd}$	Valor médio da corrente	A
$I_m$	Corrente magnetizante	A
$I_{pico}$	Valor de pico da corrente	A
$J_{Máx}$	Densidade máxima de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K_w$	Fator de espaçamento do enrolamento	
$L_D$	Indutância ressonante	H
$L_M$	Indutância Magnetizante	H
$l_g$	Entreferro	cm
$N$	Número de espiras	
$n$	Relação de transformação	
$nf$	Número de fios em um cabo	
$P$	Potência média	W
$q$	Ganho estático de tensão	
$R$	Resistência elétrica	$\Omega$
$R_{se}$	Resistência série equivalente	$\Omega$
$R_{da}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{jc}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}C/W$
$R_{cd}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$^{\circ}C/W$
$R_{JC}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}C/W$
$s$	Frequência complexa	Rad/s
$S_a$	Chave auxiliar	
$S_{cu}$	Área do cobre	cm <sup>2</sup>
$sen$	Função trigonométrica seno	
$tg$	Função trigonométrica tangente	
$tg \delta$	Coeficiente de perdas	
$t$	Tempo	s
$t_d$	Tempo morto	s
$T$	Período de chaveamento	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
$T_c$	Temperatura da cápsula	$^{\circ}C$
$T_d$	Temperatura do dissipador	$^{\circ}C$
$T_j$	Temperatura na junção	$^{\circ}C$
$T_R$	Transformador	
$V_{AB}$	Tensão entre os pontos A e B	V
$V_c$	Tensão de controle PWM	V
$V_{c1}$	Tensão sobre $C_1$	V
$V_{c2}$	Tensão sobre $C_2$	V

V <sub>Ca1...4</sub>	Tensão sobre C <sub>a1...4</sub>	V
V <sub>e</sub>	Tensão de alimentação	V
V <sub>f</sub>	Tensão sobre a indutância magnetizante	V
V <sub>g</sub>	Tensão de comando ou gatilho	V
V <sub>s</sub>	Tensão sobre a carga	V
V <sub>ssec</sub>	Tensão sobre a carga referida ao primário	V
V <sub>S1...4</sub>	Tensão sobre a chave S1...4	V
V <sub>T</sub>	Tensão de pico da dente de serra	V
Z <sub>0</sub>	Impedância característica do circuito formado por L <sub>r</sub> e C <sub>r</sub>	Ω

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
I	Fonte de Corrente
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor Comandável
V	Fonte de tensão

## 3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CA	Corrente alternada
CI	Circuito integrado
CC	Corrente contínua
MOS	<i>Metal-Oxide-Semiconductor</i>
EMI	Interferência Eletromagnética
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
INI	Estrutura com fonte de corrente na entrada e na saída acopladas por uma rede passiva.
LC	Associação Indutor Capacitor
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PI	<i>Proporcional Integral</i>
PID	<i>Proporcional Integral Derivativo</i>
PSpice	<i>Versão do programa de simulação numérica SPICE.</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
RC	Associação Resistor Capacitor
SMPS	Single Mode Power Supply
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>

**4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI  
(Sistema Internacional de Unidades)**

Símbolo	Nome da Unidade
$\Omega$	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
kg	quilograma
kW.h	quilowatt-hora
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
W	watt

**5. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas fora do SI, usados pela prática**

Símbolo	Nome da Unidade
°	grau trigonométrico
dB	decibel

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 - INTRODUÇÃO

Atualmente, para satisfazer a demanda por fontes de alimentação mais compactas, leves e econômicas, os pesquisadores envolvidos na área de Eletrônica de Potência realizam esforços no desenvolvimento de conversores controlados de corrente contínua (*SMPS - Switching Mode Power Supply*), para aplicações em diferentes níveis de potência. Esta demanda é especialmente percebida no setor de telecomunicações onde a preocupação com a qualidade no processamento da energia é mais crítica.

Durante o desenvolvimento de um equipamento, o projetista tem à disposição, para atingir o objetivo de melhorar a qualidade do processamento de energia, desde os conversores PWM (*Pulse Width Modulation*) convencionais e ressonantes, passando pelos quase-ressonantes, multi-ressonantes e mais recentemente os conversores PWM com comutação suave [1], entre as principais topologias de conversores de corrente contínua. Neste leque de opções, alguns fatores que contribuem isoladamente para a aperfeiçoamento de conversores CC-CC podem ser citados: controle dos níveis de derivada de tensão e corrente presentes no conversor, grampeamento de tensões de bloqueio e comutação suave.

Os conversores com modulação PWM convencional, controlam o fluxo de potência através da comutação abrupta dos interruptores. Esta comutação ocorre sob tensões e correntes pulsadas, que podem impor níveis de tensão e corrente elevados nos dispositivos semicondutores, resultantes da presença de elementos parasitas associados aos elementos que compõem o circuito. Portanto, esta técnica, além de aumentar os esforços de corrente e tensão nos dispositivos, ocasiona perdas de comutação e eleva os níveis de interferência eletromagnética irradiada. A escolha de topologias que tenham como característica a restrição destas comutações abruptas ao processamento interno é o primeiro passo para melhorar a interação do conversor com seu ambiente de trabalho.

No campo da Eletrônica de Potência que estuda os conversores CC-CC observam-se, através da literatura especializada existente, duas grandes famílias de conversores CC-CC

isolados: os alimentados em tensão e os alimentados em corrente [2,3], cada família com características próprias e com significativas vantagens e desvantagens. Porém, recentemente uma terceira família, de certa forma derivada destas duas, começa a ganhar o interesse de pesquisadores no mundo todo: os conversores CC-CC com características de corrente tanto na entrada como na saída [4,5,6,7]. Muito esforço tem sido despendido por projetistas para encontrar alternativas topológicas para conversores CC-CC isolados que apresentem esta característica. Esta característica é um requisito essencial em aplicações sensíveis a interferência eletromagnética conduzida. Nestes equipamentos as correntes pulsadas resultantes do funcionamento do conversor devem ficar restritas ao conversor.

Basicamente, existem dois meios para atingir este objetivo:

- Adicionar filtros passivos na entrada ou saída do conversor ou;
- Utilizar uma topologia em que estas características sejam inerentes.

O mais conhecido expoente desta família de conversores é o conversor Cuk [8]. Este conversor, na sua forma tradicional, embora apresente entrada e saída com as características de fonte de corrente, apresenta comutação dissipativa, não apresentando grampeamento da tensão sobre o interruptor e nem isolação galvânica entre a entrada e a saída do circuito. Uma das principais técnicas de comutação não dissipativa é a comutação *ZVS (Zero Voltage Switching)*. Nesta técnica a tensão sobre a chave é levada, através de ressonância, a níveis próximos de zero e só então a comutação é efetuada. A principal desvantagem dos conversores que empregam ressonância é o acréscimo nos esforços de tensão e corrente dos semicondutores, quando comparados com as topologias PWM convencionais.

Quando se aplica alguma técnica de comutação não dissipativa baseada em nível zero de tensão (*ZVS*), existe sempre a necessidade da inclusão de um indutor ressonante. O valor deste indutor é determinante para que a comutação suave ocorra para toda faixa de carga requerida, resultando em um aumento considerável de energia reativa circulante. Esse compromisso entre a obtenção da comutação não-dissipativa e o acréscimo nas perdas em condução deve ser avaliado durante o projeto. As conseqüências serão menor rendimento e/ou maior tamanho de um conversor do tipo ressonante, operando em alta freqüência, quando comparado com um conversor PWM convencional, operando a freqüências menores, especialmente em aplicações onde amplas faixas de variações de carga e de tensões de entrada são exigidas. Para superar estas deficiências um grande número de técnicas têm sido propostas. Nesses conversores, chamados de Conversores

ZVS, que apresentam formas de onda de tensão e corrente nos interruptores mais próximas àquelas dos conversores PWM convencionais, a entrada em condução dos interruptores com tensão nula é obtida sem um acréscimo significativo das perdas em condução. Isso faz com que esses conversores apresentem-se como uma boa alternativa para a operação em altas frequências e com alto rendimento. Outro ponto a se enfatizar é que grande parte do conhecimento utilizado para o projeto e aperfeiçoamento do controle e do estágio de potência dos conversores convencionais pode ser estendido para estes conversores.

Em geral, o circuito de grampeamento de tensão é adicionado sempre em paralelo com os interruptores comandáveis e não-controlados, servindo, portanto, como um circuito auxiliar de ajuda à comutação que provê uma ação de limitação dos esforços de tensão. Os circuitos utilizados para grampeamento ativo [1,2,3,9], mesmo quando fazem parte do mecanismo de transferência de potência, seguem uma lei de formação e podem ser, conseqüentemente, estendidos para a família de conversores.

Esta pesquisa está sendo proposta para revelar novas topologias que atendam às novas exigências da operação em altas frequências e tem como objetivo desenvolver uma família de conversores isolados que apresentem características de baixa ondulação de corrente e operem com comando PWM, grampeamento ativo de tensão, comutação não-dissipativa (ZVS) nos interruptores comandáveis e modulação à frequência constante. Como esses conversores apresentam o mesmo princípio básico de operação, pretende-se, relacioná-los às topologias já existentes e proceder a busca de novos conversores. Espera-se com isso que venham a tona novas topologias adequadas à operação em altas frequências.

Neste Capítulo apresentar-se-ão as principais topologias em uso atualmente, com objetivo de abordar suas principais características e extrair informações para o desenvolvimento dos novos conversores.

## **1.2 - CONVERSORES ISOLADOS ALIMENTADOS EM TENSÃO**

As topologias mais utilizadas em médias e altas potências são apresentadas a seguir.

Os conversores abordados neste item são topologias abaixadoras, onde sua tensão de saída será sempre menor que a de entrada (ainda que, dependendo da relação de transformação do transformador isolador estes possam também elevar a tensão). Assim, pelo fato de serem alimentados em tensão, seus interruptores não poderão trabalhar com os pulsos de comando sobrepostos.



### 1.2.1 - Topologia *Push-Pull*

Uma das topologias mais populares é a *Push-Pull* alimentado em tensão [10] apresentada na Fig. 1.1. Este conversor é incluído na categoria dos Conversores CC-CC isolados, sendo limitado para aplicações em baixas potências por problemas de saturação e baixo aproveitamento do transformador.

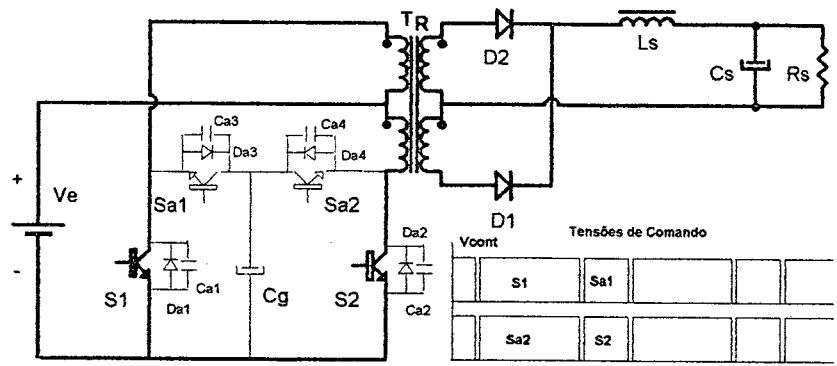


Fig. 1.1 - Conversor *Push-Pull* alimentado em tensão

A elevada tensão reversa nas chaves é uma condição que limita o uso desta estrutura que consiste basicamente de um transformador  $T_r$ , com dois primários e dois secundários. Cada primário é conectado em série a um interruptor controlado, com os interruptores atuando de forma complementar dentro de um ciclo de comutação. A forma de transferência de energia é análoga àquela da topologia básica *Buck*. Pode-se adicionar à estrutura dois interruptores auxiliares ( $S_{a1}$  e  $S_{a2}$ ), além de um capacitor de grampeamento  $C_g$ , um diodo e um capacitor em anti-paralelo para cada interruptor ( $D_a$  e  $C_a$ ), constituindo assim duas *células de comutação suave*. A energia acumulada nas indutâncias de dispersão *circula* através do capacitor de grampeamento, e é transferida para a carga. A comutação suave ocorre tanto na entrada em condução quanto no bloqueio dos interruptores, desde que corretamente comandados.

#### Vantagens:

- Simplicidade da estrutura;
- Apresenta os dois interruptores com referência no mesmo potencial.
- Com a inclusão de dois interruptores auxiliares e um capacitor, pode apresentar comutação ZVS e grampeamento ativo.

#### Desvantagens:

- A principal desvantagem deste conversor é o desequilíbrio de fluxo no transformador. Este tipo de falha, que é experimental e não conceitual, ocorre pelo desequilíbrio do produto Volts-Segundo de cada semi-ciclo no transformador, ou seja, um dos transistores conduz por um intervalo maior do que o outro, fazendo

com que a operação do núcleo não esteja centrada ao redor da origem no laço de histerese, criando uma componente de corrente contínua no transformador, que o levará à saturação e possivelmente a destruição dos interruptores.

- Pelo fato de ser alimentada em tensão não poderá trabalhar com os interruptores em sobreposição, logo sua razão cíclica máxima por interruptor será teoricamente igual a 0,5.
- Sem o circuito de grampeamento ativo este também apresenta problemas com dispersão do fluxo do transformador, precisando de circuitos de ajuda à comutação para proteger os interruptores de esforços demasiados.
- A tensão de bloqueio aplicada aos interruptores é duas vezes a tensão de entrada.

### 1.2.2 - Conversor Meia-Ponte Isolado

Este conversor é o tradicional meia ponte com um transformador aplicado a saída. A modulação dos interruptores pode ser tanto simétrica como assimétrica [5,11].

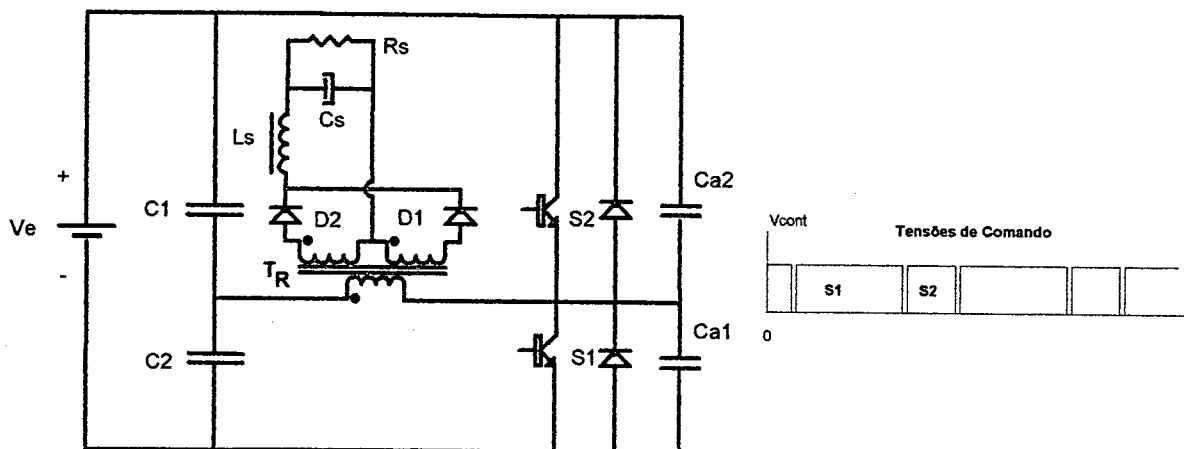


Fig. 1.2 - Conversor Meia-Ponte isolado.

A técnica de comando assimétrico [11] tem como diferencial a possibilidade de comutação não dissipativa ZVS, com baixas perdas em condução, sem a necessidade de circuitos externos. Essa técnica consiste no comando complementar de cada interruptor. Assim, se um interruptor operar com uma razão cíclica de 60%, o outro deverá operar com uma razão cíclica de 40%, havendo, porém, a necessidade de um pequeno intervalo de tempo morto para que a comutação ZVS possa ocorrer. A transferência de energia para a carga é controlada em frequência constante e a faixa de carga com comutação ZVS irá depender da indutância de ressonância. Como se pode observar, para que a faixa de carga seja ampla, sem que se aumente a perda de razão cíclica efetiva, deve-se utilizar algum circuito auxiliar [12,13]. A tensão reversa nas chaves é naturalmente grampeada. O conversor é mostrado na Fig. 1.2.

### Vantagens:

- transformador é melhor aproveitado pela existência de um primário único.
- Não tem problemas de desequilíbrio de fluxo nos transformadores.
- Quando acrescido de capacitores em paralelo com os interruptores de potência, pode facilmente apresentar características de comutação à tensão nula desde que corretamente comandado.
- A indutância de dispersão do primário não gera sobretensões nos interruptores.

### Desvantagens:

- A tensão de bloqueio sobre os interruptores será igual ao dobro da tensão aplicada ao primário do transformador.
- Os interruptores estão referenciados em tensões diferentes. Este fato demanda circuitos de comando isolados.
- Exige uma tensão de alimentação de entrada com ponto médio.

### 1.2.3 – Conversor Ponte Completa Isolado

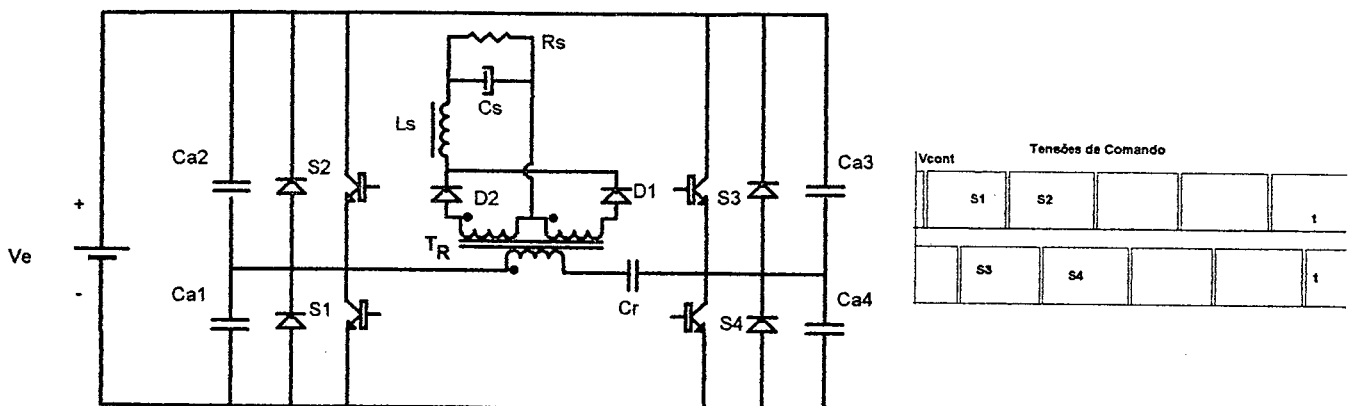


Fig. 1.3 – Conversor Ponte Completa Isolado.

Este é provavelmente o conversor mais popular dessa família [14,15,16,17,18,19]. Neste circuito, apresentado na Fig. 1.3, o fluxo de potência para a carga é controlado pelo deslocamento de fase (*phase shift control*). A comutação ZVS é obtida graças à interação entre as capacitâncias dos braços e o indutor ressonante, geralmente a própria indutância de dispersão do transformador de potência para conversores de baixa potência. A implementação com indutor com núcleo saturável, para melhorar a faixa de carga e tensão de entrada com comutação ZVS [17,18], não tem qualquer efeito nos esforços de tensão pois os esforços de tensão nos interruptores são limitados a tensão de entrada. Outra solução para ampliar a faixa de carga com comutação ZVS é através da inclusão de

indutores auxiliares que mantêm a energia necessária ao mecanismo de comutação ZVS, até mesmo a vazio [17].

#### **Vantagens:**

- transformador é melhor aproveitado pela existência de um primário único.
- Os problemas de desequilíbrio de fluxo no transformador são eliminados com a inclusão do capacitor  $C_r$ .
- Quando acrescido de capacitores em paralelo com os interruptores de potência, pode facilmente apresentar características de comutação à tensão nula, desde que corretamente comandados.
- A indutância de dispersão do primário não impõe sobretensões nos interruptores.
- A tensão de bloqueio sobre os interruptores será igual a tensão aplicada ao primário do transformador.

#### **Desvantagens:**

- Os interruptores estão referenciados em tensões diferentes, demandando circuitos de comando isolados.
- O circuito apresenta uma maior complexidade.

### **1.3 - CONVERSORES ISOLADOS ALIMENTADOS EM CORRENTE**

Os conversores alimentados em corrente a serem abordados, a seguir, são em geral elevadores (com algumas exceções). Além do mais, pelo fato de serem alimentados em corrente, seus interruptores deverão trabalhar sobrepostos.

#### **1.3.1 - Conversor *Push-Pull* alimentado em corrente ou *Boost* simétrico isolado**

O conversor *Boost* simétrico isolado é largamente usado na indústria como carregador de bateria [20,21] ou, para corrigir o fator de potência como pré-regulador.

O Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente é apresentado na Fig 1.4, sendo apropriado para aplicações com múltiplas saídas e suporta uma larga faixa de tensões de entrada [22]. A razão cíclica dos interruptores pode variar entre 0 e 100%.

A operação do conversor baseia-se no fato dos interruptores de potência serem ambos mantidos em condução pelo comando (em sobreposição) de tal forma a armazenar energia no indutor  $L_e$ , e são bloqueados, um após o outro, para que a energia nele armazenada seja transferida à carga via transformador isolador  $T_r$ . Com uma modulação adequada e a inclusão de duas chaves auxiliares  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$  e um capacitor ( $C_g$ ), pode-se adicionar características interessantes ao circuito: grampeamento ativo e comutação suave ZVS.

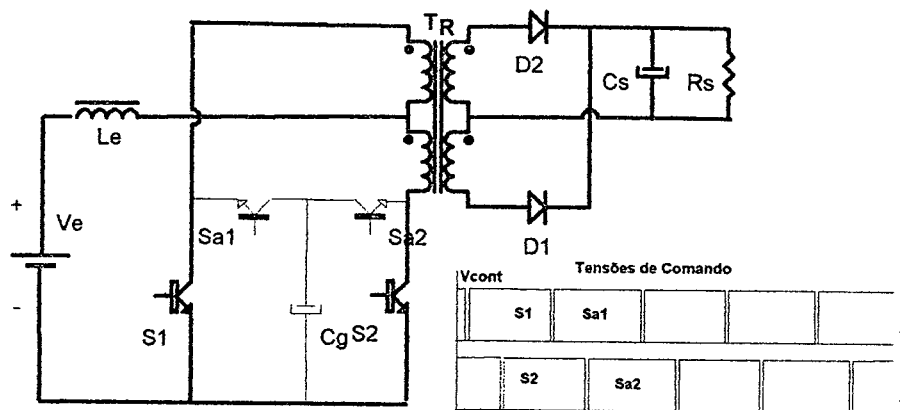


Fig. 1.4.- Conversor Push-Pull alimentado em corrente.

**Vantagens:**

- Obtenção de uma tensão de saída maior que a da entrada.
- Devido ao indutor de entrada, limita os surtos de corrente.

**Desvantagens:**

- Elevada tensão de bloqueio nos seus interruptores sem a presença do capacitor de grampeamento ( $C_g$ ).
- Trabalhar somente como elevador de tensão.

**1.3.2 - Topologia alimentada em corrente proposta por Mantovanelli e Barbi**

Uma das novas topologias alimentadas em corrente é proposta por Mantovanelli e Barbi [23], mostrada na Fig. 1.5, onde os interruptores de potência são acionados com frequência constante e razão cíclica assimétrica. O interruptor  $S_1$  opera com razão cíclica  $D$  durante o período de comutação, e  $S_2$  opera complementarmente a  $S_1$  (razão cíclica  $1-D$ ). Devido à operação assimétrica o conversor precisa do capacitor  $C_b$  para assegurar o equilíbrio do fluxo no transformador.

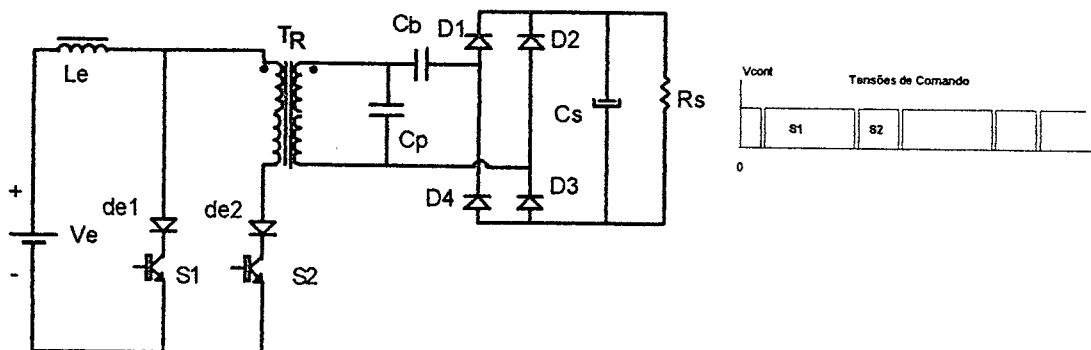


Fig. 1.5 - Conversor proposto por Mantovanelli e Barbi.

**Vantagens:**

- As vantagens deste conversor são as mesmas que as do *boost* simétrico isolado.
- Além daquelas, apresenta comutação não dissipativa e utilização completa do transformador.

### Desvantagens:

- A comutação não dissipativa depende diretamente do valor de dispersão do transformador; para grandes dispersões, é difícil obter comutação não dissipativa para plena carga.

## 1.4 – CONVERSORES ISOLADOS COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE

Os conversores estudados no item anterior são topologias abaixadoras (ainda que, dependendo da relação de transformação do transformador isolador estes possam também elevar a tensão). Por outro lado, os conversores alimentados em corrente são em geral elevadores (com algumas exceções) e pelo fato de serem alimentados em corrente, seus interruptores deverão trabalhar sobrepostos.

### 1.4.1 - Topologia alimentada em corrente proposta por Caballero e Barbi

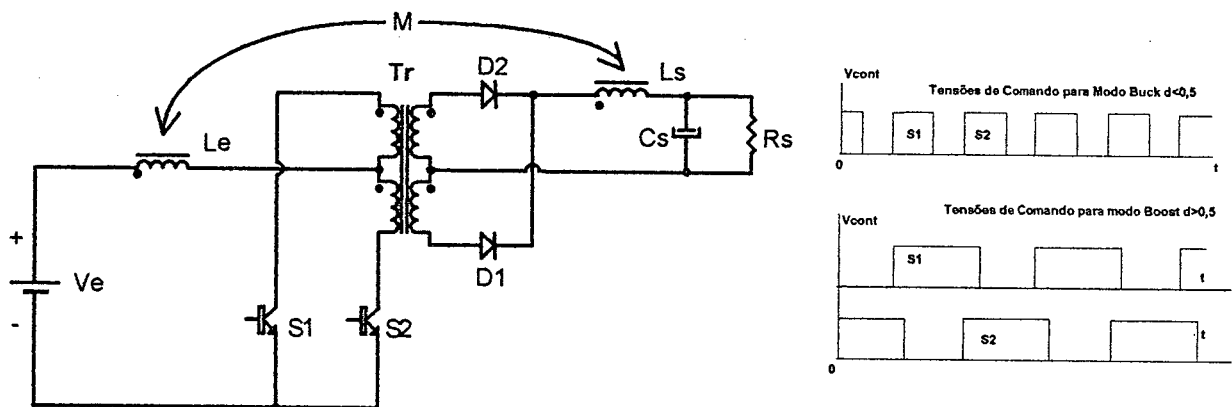


Fig. 1.6 – Primeiro conversor proposto por Caballero e Barbi.

Duas das novas topologias com entrada e saída alimentadas em corrente são propostas por Caballero e Barbi [4,6] e apresentadas nas Fig. 1.6 e Fig. 1.7. Nestas estruturas os interruptores de potência são acionados com frequência constante e razão cíclica assimétrica. Na realidade o segundo conversor é a versão com grampeamento ativo do primeiro. Os conversores podem operar em dois modos:

- Modo Buck – Os conversores funcionam como abaixadores de tensão para razões cíclicas menores que 0,5.
- Modo Boost – Os conversores funcionam como elevadores de tensão e operam com razão cíclica maior que 0,5; conseqüentemente, ocorre a sobreposição dos sinais de comando.

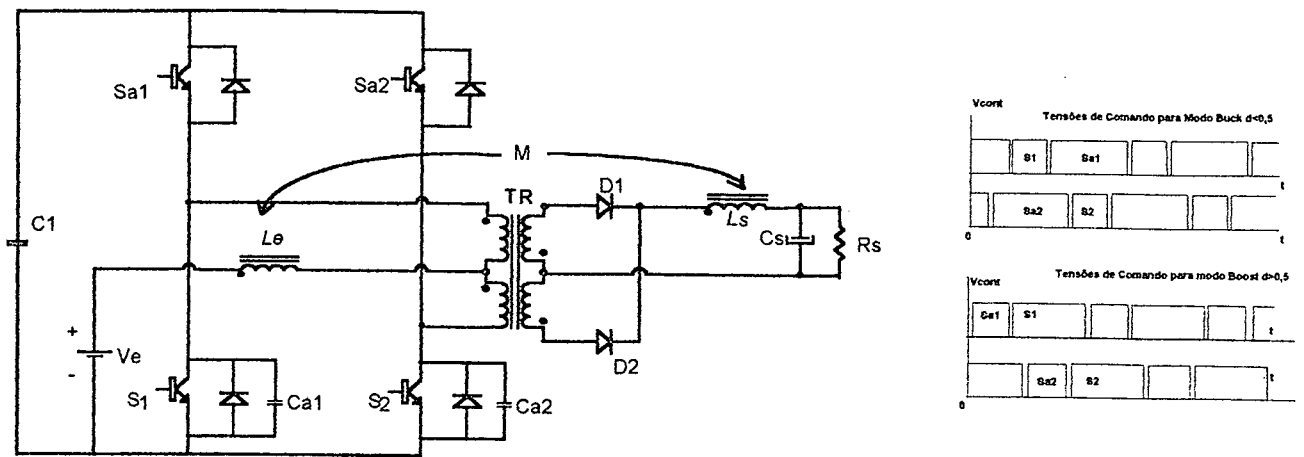


Fig. 1.7 – Segundo conversor proposto por Caballero e Barbi (Flyback Push-Pull).

### Vantagens:

- Obtenção de uma tensão de saída maior que a da entrada.
- Devido ao indutor de entrada, existe limitação dos surtos de corrente.
- Os interruptores principais estão no mesmo potencial.
- A característica de transferência dos dois modos de operação é única, de tal forma a não existir descontinuidade quando o conversor muda de modo de operação.
- O segundo conversor tem ainda a tensão sobre as chaves grampeada e pode apresentar comutação ZVS.

### Desvantagens:

- Grande sensibilidade às indutâncias de dispersão no primeiro conversor, exigindo assim, grampeadores eficientes.
- Impossibilidade de trabalhar sem o transformador de isolamento.

### 1.4.2 - Topologia tipo ponte completa alimentada em corrente

Outra das novas topologias com entrada e saída alimentadas em corrente é proposta por Qiu e colaboradores [25] e mostrada na Fig. 1.8. Neste conversor os interruptores de potência dos braços são acionados com frequência constante e razão cíclica assimétrica. O controle do fluxo de potência é feito quando  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueados. Apesar das chaves  $S_2$  e  $S_3$  comutarem constantemente sob tensão nula (ZVS), as outras chaves operam permanentemente sob comutação dissipativa.

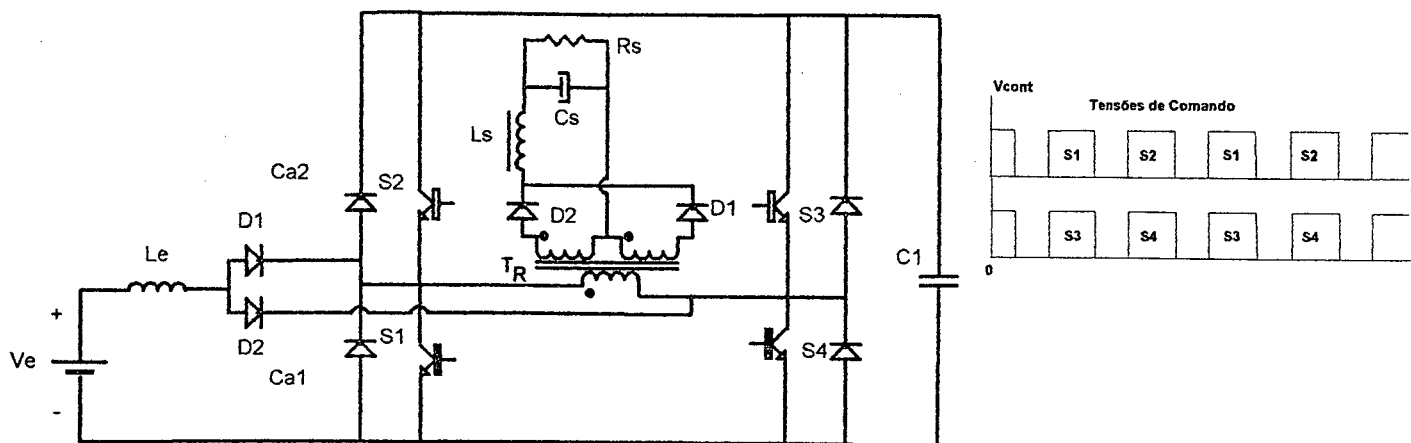


Fig. 1.8 - Conversor Ponte Completa com baixa ondulação de corrente na entrada e na saída.

### Vantagens:

- Apresenta baixa ondulação de corrente na entrada e na saída.
- O grampeamento ativo elimina a possibilidade de surto de tensão nas chaves.

### Desvantagens:

- A comutação de dois dos interruptores é dissipativa;
- A tensão de grampeamento não é constante;
- A existência dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  representa mais um semicondutor no caminho da corrente e conseqüentemente o rendimento será prejudicado.

## 1.5 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados de maneira sucinta, diferentes tipos de conversores isolados alimentados em tensão e corrente, observando-se as suas vantagens e desvantagens de modo a familiarizar-se com estas e assim poder propor possíveis soluções para os problemas encontrados.

Tanto os conversores em configuração ponte completa, quanto os conversores em meia-ponte com comando assimétrico podem apresentar comutação ZVS e grampeamento ativo sem esforços adicionais de tensão nos interruptores comandáveis desde que corretamente acionados. Essa técnica de comando tem se mostrado muito interessante, e uma questão que vem freqüentemente à tona, é se esta técnica pode ser estendida para outras topologias, juntamente com o grampeamento das tensões nos interruptores comandáveis, de forma que a comutação ZVS possa ser obtida sem esforços adicionais de tensão. A aplicação desta técnica em conversores com baixa ondulação de corrente será descrita nos Capítulos a seguir.



## CAPÍTULO 2

### CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE ISOLADO PWM ZVS COM BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA

#### 2.1 – INTRODUÇÃO

Deseja-se nesta pesquisa um conversor CC-CC com características de fonte de corrente, tanto em sua entrada quanto em sua saída. Adicionalmente, seria desejável a comutação suave dos interruptores de potência. O produto final esperado para este estudo seria um conversor com alta eficiência e reduzidos níveis de emissão de interferência eletromagnética. Várias topologias podem atender a estas especificações. Estas soluções variam conforme a complexidade e o nível de esforço a que os componentes ativos e passivos estão submetidos.

#### 2.1.1 – Síntese de Topologias

Há um grande leque de opções para obter-se estruturas com as características desejadas (baixa ondulação de corrente tanto na entrada quanto na saída). A abordagem mais tradicional para o problema consiste em alocar conversores em cascata e, em seguida, simplificar a topologia. Na Fig. 2.1 pode-se observar a criação de uma estrutura com características de entrada e saída não pulsadas. Primeiramente, um conversor boost é conectado a entrada de um conversor tipo buck.

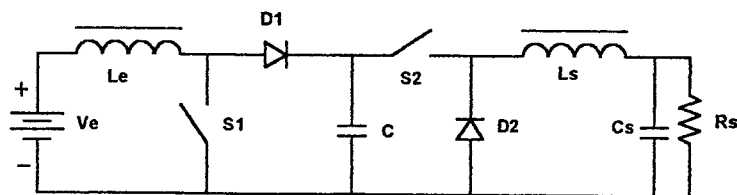


Fig.2.1 - Conversor boost e buck em cascata.

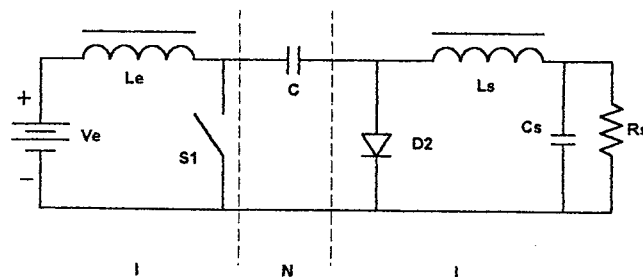


Fig.2.2 - Conversor Cuk.

É possível simplificar a rede constituída por S1, D1, C, D2 e S2 desde que aceite-se a inversão da tensão de saída. O resultado é o conversor Cuk, conforme a Fig. 2.2.

Esta técnica tem sido generalizada sugerindo que as topologias existentes podem ser fragmentadas em uma fonte CA de entrada (tensão ou corrente), uma rede passiva, um transformador (opcional) e uma carga CA (tensão ou corrente). Um esboço deste conceito é apresentado na Fig. 2.3.

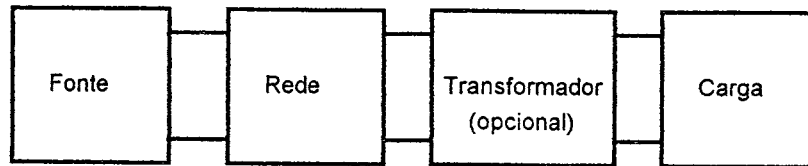


Fig.2.3 - Diagrama em blocos.

A idéia básica é que novas topologias podem ser geradas pelo cascadeamento destes blocos em diferentes combinações. Deve-se observar que o conceito de fonte CA e carga CA é um pouco diferente do usual. Uma fonte de corrente CA geralmente apresenta uma corrente com baixa ondulação, este bloco, diferentemente, constitui-se de uma fonte propriamente dita conectada a elementos auxiliares. Na Fig. 2.4 tem-se a representação de um exemplo simples de uma fonte de corrente CA.

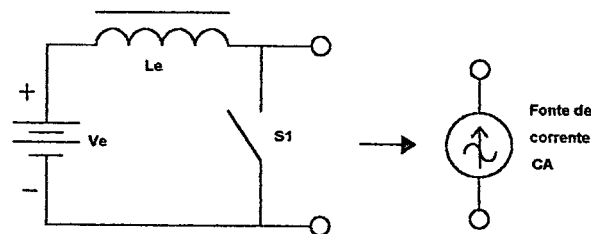


Fig.2.4 – Exemplo de fonte de corrente CA.

Na Fig. 2.5 apresenta-se um exemplo simples do conceito de carga CA apresentada.

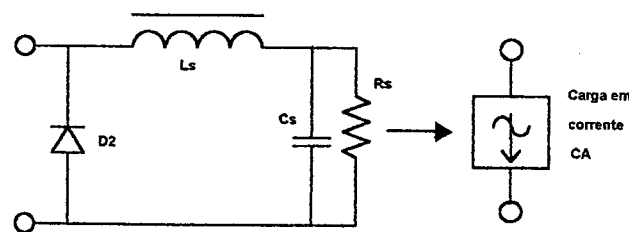


Fig.2.5 – Exemplo de carga CA em corrente.

Muitos outros exemplos podem ser criados ou obtidos na literatura [5,7]. Deve-se notar que não existe qualquer restrição quanto a natureza da transferência de potência, os blocos podem operar tanto em modo PWM, como ressonante, quasi-ressonante, etc.

Diversas topologias com a configuração I-N-I (fonte de corrente-rede passiva–carga em corrente) podem ser obtidas pelo cascadeamento de conversores, como por exemplo:

- Boost/Buck;
- Boost/Forward;

- Boost/Push-pull em tensão;
- Push-pull em corrente/ Buck;
- etc.

Utilizando-se das mesmas fontes e cargas, porém modificando-se as redes passivas podem-se obter diversos outros conversores.

A configuração que interessa a este estudo é a configuração I-N-I, a exemplo do conversor Cuk, porém com transformador.

## 2.1.2 – O Circuito Proposto

O circuito proposto pode ser observado de maneira simplificada na Fig. 2.6.

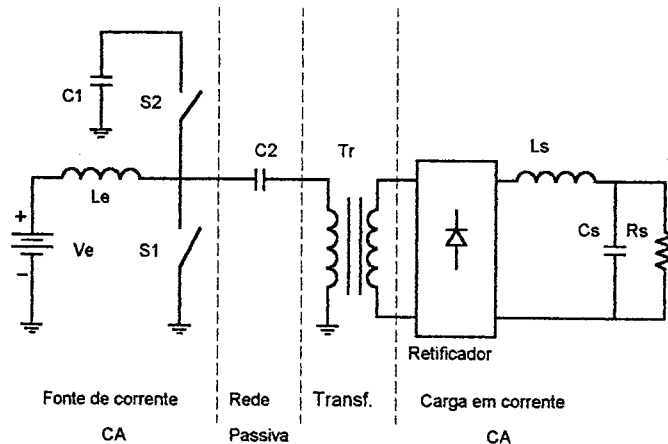


Fig.2.6 – Topologia proposta.

A topologia segue a configuração I-N-I apresentada anteriormente. O bloco que representa a fonte de alimentação CA em forma de fonte de corrente, consiste basicamente do mesmo bloco aplicado ao conversor boost porém com grampeamento ativo da tensão sobre o interruptor S1. O comando dos interruptores S1 e S2 é feito com frequência constante e complementarmente. A rede passiva N é constituída unicamente do capacitor C2. O transformador que era opcional nas definições preliminares, aqui, é obrigatório. O bloco final representado pela carga em forma de fonte de corrente é muito similar ao conversor buck porém a retificação da corrente proveniente do transformador deve ser feita em onda completa.

Esta topologia tem como vantagens:

- Simplicidade estrutural;
- Simplicidade de comando;
- Baixa ondulação de corrente na entrada e na saída;
- Isolação galvânica entre a entrada e a saída;
- Grampeamento da tensão nos interruptores.

O conversor Cuk tem sido tão amplamente aplicado pela indústria devido as características de fonte de corrente na entrada e na saída que torna-se inevitável a comparação destes dois circuitos, conforme a Tabela 2.1.

	Cuk	Conversor Proposto
Número de interruptores	1	2
Número de diodos	1	2 (min.)
Número de capacitores	1	1
Isolação galvânica	não	sim
Comutação suave	não	sim
Grampeamento de tensão	não	sim

Tabela 2.1 – Comparação Cuk x Topologia proposta.

O aumento relativo de complexidade do circuito tende a ser amplamente compensado pelas novas características adicionadas ao projeto. Outra vantagem importante é a possibilidade de comutação suave em tensão nula (ZVS).

## 2.2 – ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO SIMPLIFICADA

### 2.2.1 – Operação Idealizada

Na Fig. 2.7 pode-se observar a topologia proposta com as respectivas tensões e correntes relevantes para o funcionamento do circuito. Adota-se a relação de transformação unitária

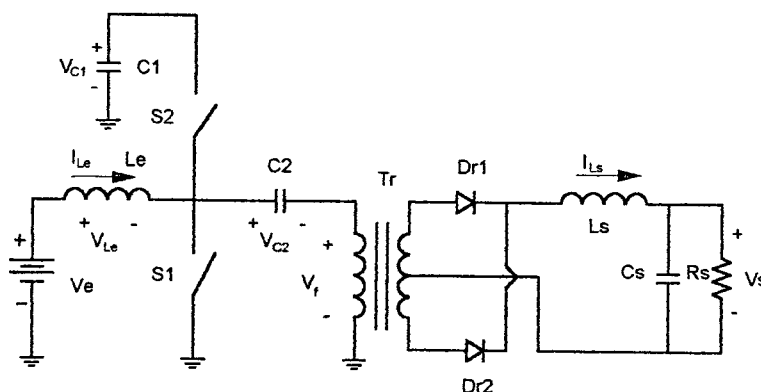


Fig. 2.7 – Topologia proposta.

Etapas de funcionamento:

**Etapa 1 –  $[t_0, t_1]$**  – O interruptor S1 está conduzindo a corrente  $I_{Le} + I_{Ls} + I_m$ . A tensão aplicada ao primário do transformador é a tensão  $V_{C2}$ . O transformador foi substituído pela sua respectiva indutância magnetizante.

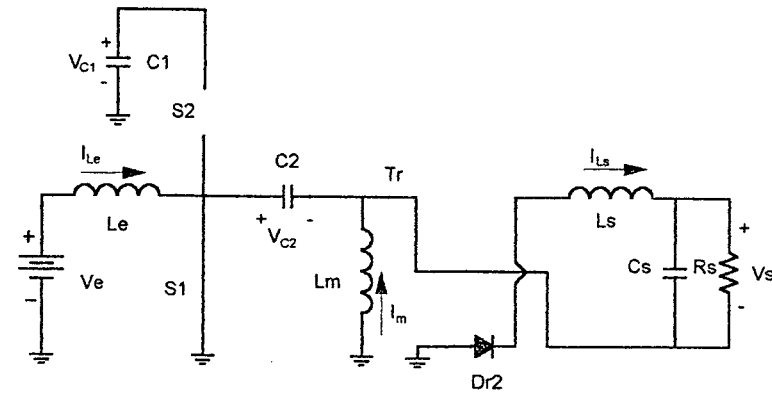


Fig.2.8 – Primeira etapa de operação.

Etapa 2 –  $[t_1, t_0]$  O interruptor S2 está conduzindo a corrente  $I_{Le}-I_{Ls}+I_m$  . A tensão aplicada ao primário do transformador é a tensão  $V_{C1}-V_{C2}$ .

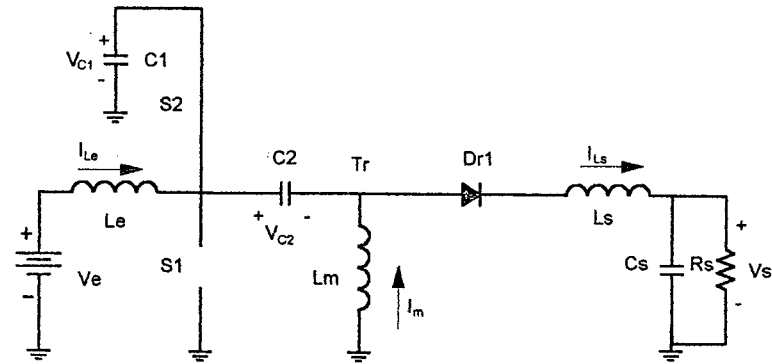


Fig.2.9 – Segunda etapa de operação.

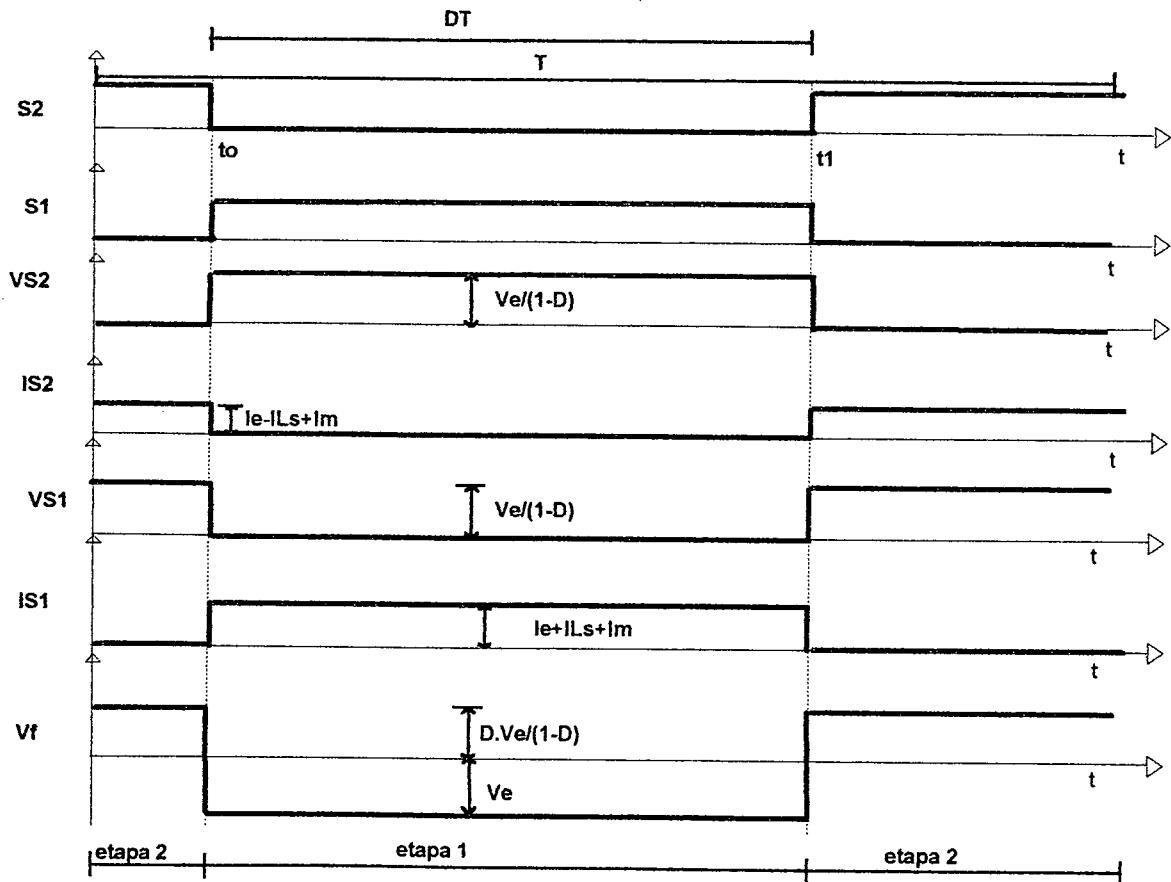


Fig.2.10 – Formas de onda ideais.

Na Fig.2.10 pode-se observar as formas de onda ideais para as principais tensões e correntes do circuito. Idealmente foram desconsideradas as ondulações de tensão e de corrente. Sendo  $V_f$  a tensão aplicada na entrada da associação retificador e filtro L-C de saída.

### 2.2.2 - Ganho estático

Analisando-se as malhas do ponto de vista das tensões médias tem-se:

$$q = \frac{V_s}{V_e} \quad (2.1)$$

A partir da malha  $V_e/L_e/C_2/L_m$  tem-se:

$$-V_e + V_{L_e} + V_{C_2} + V_{L_m} = 0 \quad (2.2)$$

As tensões médias nos indutores podem ser consideradas nulas para a operação em regime.

$$V_{L_e} = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{L_m} = 0 \quad (2.4)$$

Substituindo-se (2.3) e (2.4) em (2.2) resulta:

$$V_{C_2} = V_e \quad (2.5)$$

Observando-se o segundo período (1-D) de funcionamento do conversor e considerando (2.3) pode-se determinar o valor de  $V_{C_1}$ :

$$D \cdot V_e + (1-D) \cdot (V_e - V_{C_1}) = 0 \quad (2.6)$$

Isolando  $V_{C_1}$ , obtem-se:

$$V_{C_1} = \frac{V_e}{1-D} \quad (2.7)$$

Supondo D o período em que S1 conduz e (1-D) o período em que S2 conduz.

Em D:

$$V_f = V_e \quad (2.8)$$

Em (1-D):

$$V_f = V_{C_1} - V_e = -\frac{D \cdot V_e}{1-D} \quad (2.9)$$

No período de comutação T:

$$V_s = D \cdot |V_f| + (1-D) \cdot |V_f| \quad (2.10)$$

$$V_s = D \cdot V_e + (1-D) \cdot \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.11)$$

Portanto:

$$V_s = 2 \cdot D \cdot V_e \quad (2.12)$$

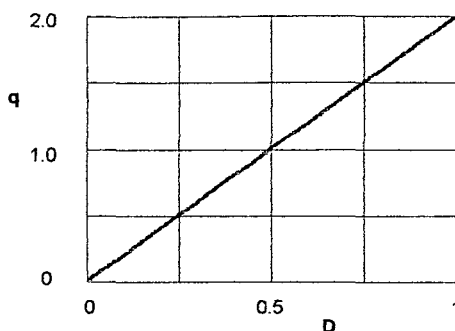


Fig. 2.11 – Ganho estático.

Portanto o ganho estático do conversor pode ser representado por uma reta, conforme a Fig. 2.11.

$$q = 2 \cdot D \quad (2.13)$$

Outra relação importante para o comportamento global do conversor é a tensão de grampeamento  $V_{C1}$ , apresentado em (2.7), conforme pode ser observado na Fig. 2.12.

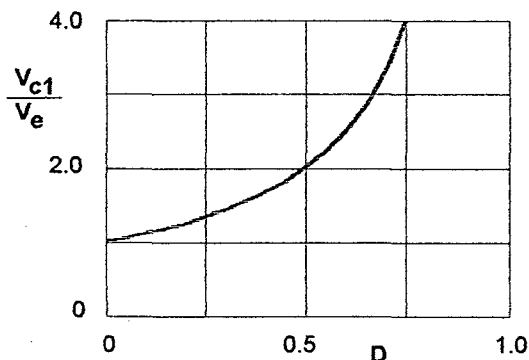


Fig. 2.12 – Tensão de grampeamento  $V_{C1}$ .

A tensão  $V_{C1}$  determina a sobretensão a que os interruptores de potência ficarão submetidos quando em funcionamento. Observando-se as Fig. 2.11 e Fig. 2.12 nota-se que para uma operação com razão cíclica entre 0 e 0,5; a tensão de saída varia de 0 a  $V_e$  e a tensão de grampeamento varia entre 0 e  $2 \cdot V_e$ . Estes valores tornam a estrutura muito interessante por limitar a tensão nas chaves a duas vezes a tensão de entrada. Deve-se notar que a relação de transformação do transformador adotada é 1:1.

### 2.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO ZVS

Para facilitar o equacionamento da estrutura, algumas considerações preliminares foram feitas:

- Componentes ideais;
- Relação de transformação de  $T_R$  unitária;

- Ondulação de corrente em  $L_e$  nula;
- Ondulação de corrente em  $L_s$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C1$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C2$  nula;
- Em benefício da clareza da explicação, o conjunto transformador (Tr) com ponto médio/retificador foi substituído pelo modelo T com a indutância de dispersão concentrada no primário (também conhecido como modelo gama invertido) e uma ponte retificadora. A indutância  $L_d$  representa a soma da indutância de dispersão do transformador com um indutor externo adicionado ao primário do transformador.

O resultado pode ser observado na Fig.2.13.

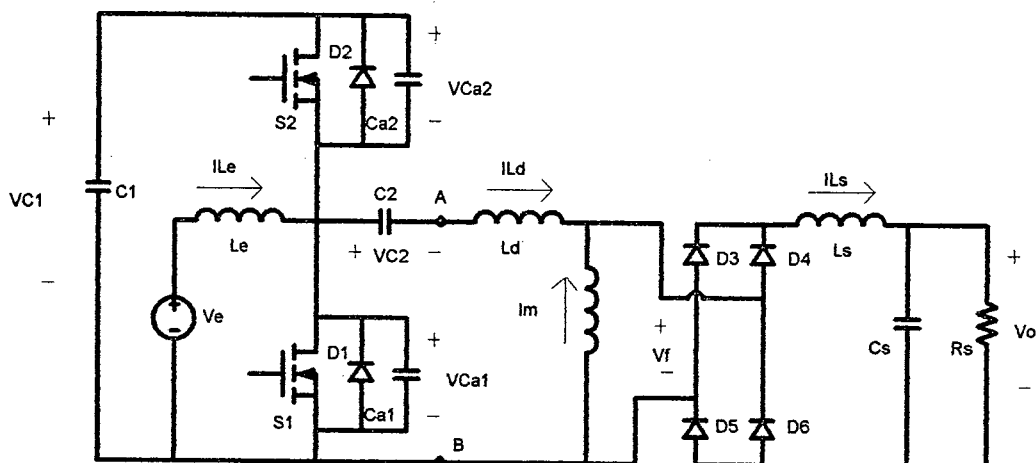


Fig.2.13 – Esquema do conversor CC-CC utilizado para equacionamento.

O funcionamento da estrutura pode ser descrito em 11 etapas de operação.

**Primeira etapa –  $t_0 < t < t_1$  – Etapa de transferência de energia para a carga.**

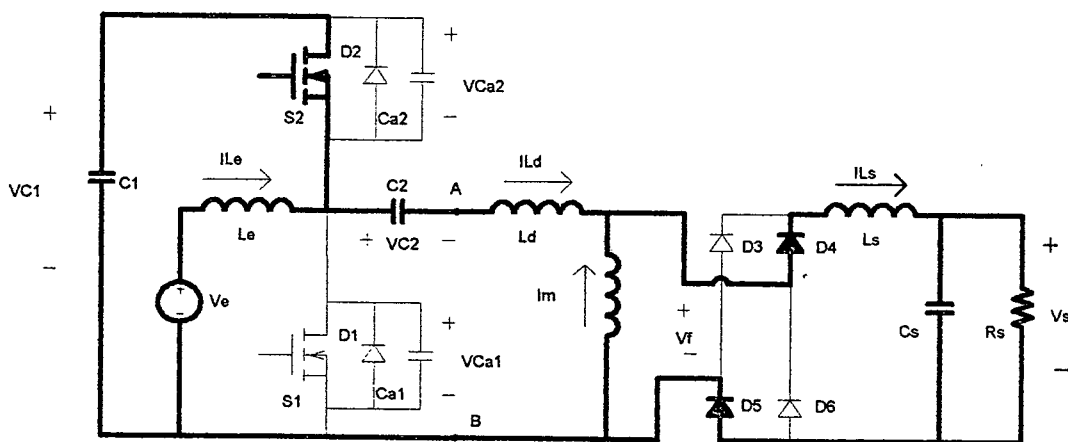


Fig. 2.14 – Etapa 1 – Transferência de energia para a carga



Durante esta etapa ocorre transferência de energia para a carga. Através do indutor  $L_d$  circula a diferença entre as correntes  $I_{Ls}$  e  $I_m$ . Entre os pontos A e B ( $V_{AB}$ ) é aplicada a tensão  $D \cdot V_e / (1-D)$ , inteiramente absorvida pelo filtro de saída, o que faz com que a indutância magnetizante também receba energia neste intervalo. A ordem de bloqueio de S2 põe fim a esta etapa.

Equacionamento para esta etapa:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = I_{Ls} - I_m \quad (2.14)$$

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.15)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.16)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.17)$$

$$V_{c2}(t) = \text{constante} = V_e \quad (2.18)$$

$$V_{AB}(t) = V_f = \text{constante} = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.19)$$

### Segunda etapa – $t_1 < t < t_2$ – Etapa linear do bloqueio de S2.

S2 é bloqueado em  $t_1$ . Devido a inércia de tensão de  $C_{a2}$ , esta ocorre sob tensão nula. Impossibilitada de seguir fluindo através do interruptor, a corrente se transfere para  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  em partes iguais. Inicia-se a transição de estado destes capacitores, com carga de  $C_{a2}$  e descarga de  $C_{a1}$ . A tensão  $V_{AB}$  é positiva, mantendo a polarização de D4 e D5. A carga/descarga dos capacitores se processa, portanto, com corrente constante e variações lineares das tensões. Esta etapa prossegue até que  $V_{AB}$  se anule.

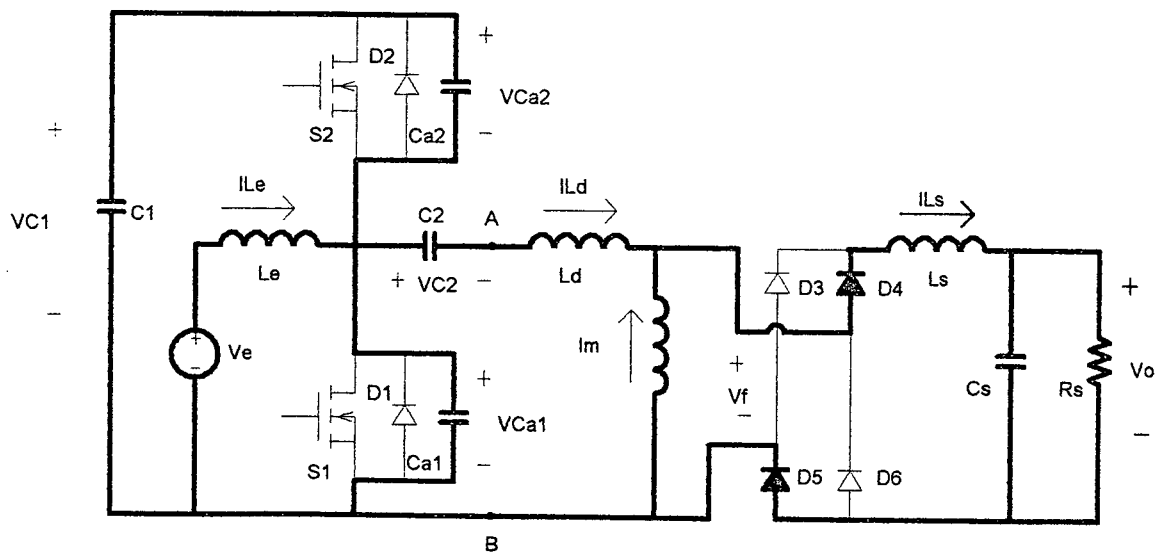


Fig.2.15 – Etapa 2 – Etapa linear do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t1) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.20)$$

$$V_{ca1}(t2) = V_e \quad (2.21)$$

$$V_{ca2}(t1) = 0 \quad (2.22)$$

$$V_{ca2}(t2) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.23)$$

$$V_{AB}(t1) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.24)$$

$$V_{AB}(t2) = 0 \quad (2.25)$$

$$V_f(t1) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.26)$$

$$V_f(t2) = 0 \quad (2.27)$$

Assim:

$$V_{ca1}(t) = \frac{V_e}{(1-D)} - \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (2.28)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (2.29)$$

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = (I_{Ls} - I_m) \quad (2.30)$$

### Terceira etapa – $t2 < t < t3$ – Etapa ressonante do bloqueio de S2

Quando a tensão sobre o capacitor  $C_{a1}$  se iguala a  $V_{ca1}=V_e$ , a tensão entre os pontos A e B ( $V_{AB}$ ) se anula, tendendo a inverter-se. A configuração da ponte de diodos caracteriza  $I_{Ls}$  como receptor de energia, impossibilitando a manutenção da polarização anterior (D4-D5). Por outro lado,  $L_d$  impediria qualquer inversão instantânea do sentido da corrente. desta maneira, a ponte é colocada em curto-circuito, absorvendo também a corrente  $I_m$ . Efetivamente, sob a ótica do conversor, entre os pontos A e B encontra-se somente o indutor  $L_d$ , carregado com corrente inicial  $(I_{Ls}-I_m)$ . Há transferência de energia do campo magnético de  $L_d$  para os capacitores, dando continuidade a transição de estado. Quando  $C_{a1}$  está descarregado esta etapa está concluída.

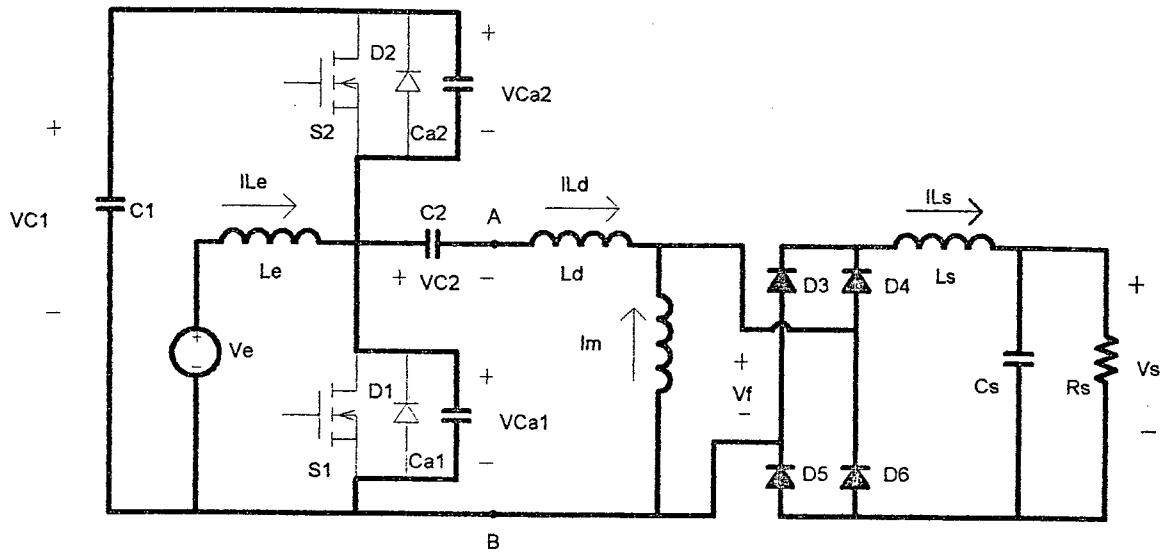


Fig.2.16 – Etapa 3 – Etapa ressonante do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t2) = V_e \quad (2.31)$$

$$V_{ca1}(t3) = 0 \quad (2.32)$$

$$V_{ca2}(t2) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.33)$$

$$V_{ca2}(t3) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.34)$$

$$V_{AB}(t2) = 0 \quad (2.35)$$

$$V_{AB}(t3) = -V_e \quad (2.36)$$

$$V_f(t2) = 0 \quad (2.37)$$

$$V_f(t3) = 0 \quad (2.38)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a1} + C_{a2}}} \quad (2.39)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a1} + C_{a2})}} \quad (2.40)$$

$$V_{ca1}(t) = V_e - (I_{Ls} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (2.41)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} + (I_{Le} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (2.42)$$

$$I_{Ld}(t) = (I_{Le} - I_m) \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \quad (2.43)$$

**Quarta etapa –  $t_3 < t < t_4$  - Etapa de desmagnetização do indutor ressonante.**

Em  $t_3$ , quando  $V_{ca1}(t_3)=0$ , é completada a transição de estado, o diodo D1 entra em condução, grampeando a tensão de  $C_{a1}$  em nível zero e pondo fim a ressonância. Envia-se a ordem de condução de S1, o qual conduz sob tensão nula. O instante  $t_4$  é definido como o instante em que  $I_{Ld}$  iguala-se a  $I_{Le}$ .

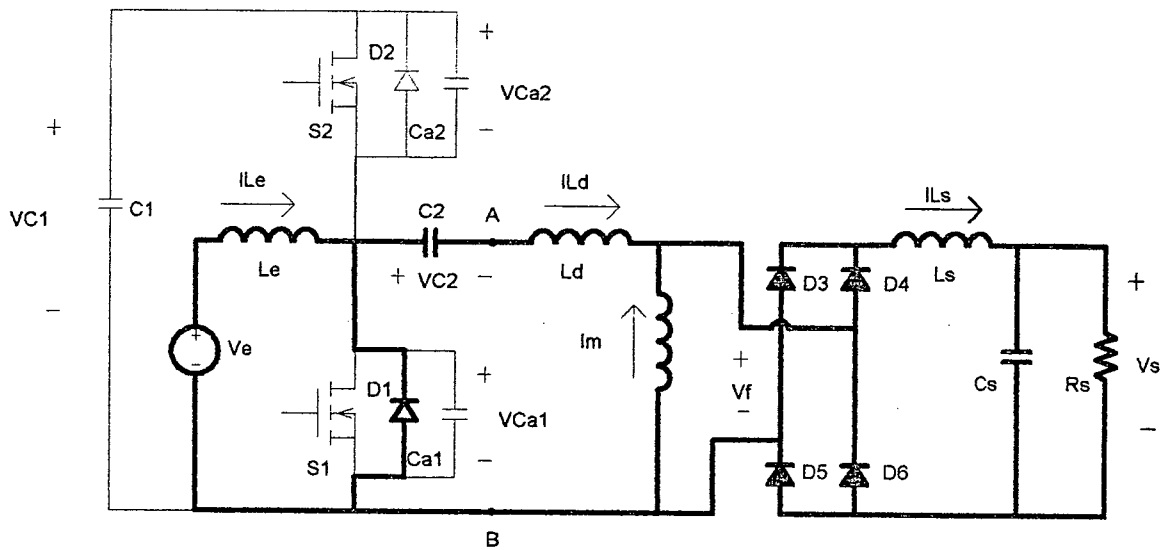


Fig.2.17 – Etapa 4 – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_3) = 0 \quad (2.44)$$

$$V_{ca1}(t_4) = 0 \quad (2.45)$$

$$V_{ca2}(t_3) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.46)$$

$$V_{ca2}(t_4) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.47)$$

$$V_{AB}(t_3) = -V_e \quad (2.48)$$

$$V_{AB}(t_4) = -V_e \quad (2.49)$$

$$V_f(t_3) = 0 \quad (2.50)$$

$$V_f(t_4) = 0 \quad (2.51)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Ld}(t_3) - \frac{V_e}{L_d} \cdot t \quad (2.52)$$

**Quinta etapa –  $t_4 < t < t_5$  – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .**

Durante esta etapa,  $L_d$  continua a se desmagnetizar, porém, agora através de S1. Esta etapa termina quando o indutor  $L_d$  estiver completamente desmagnetizado.

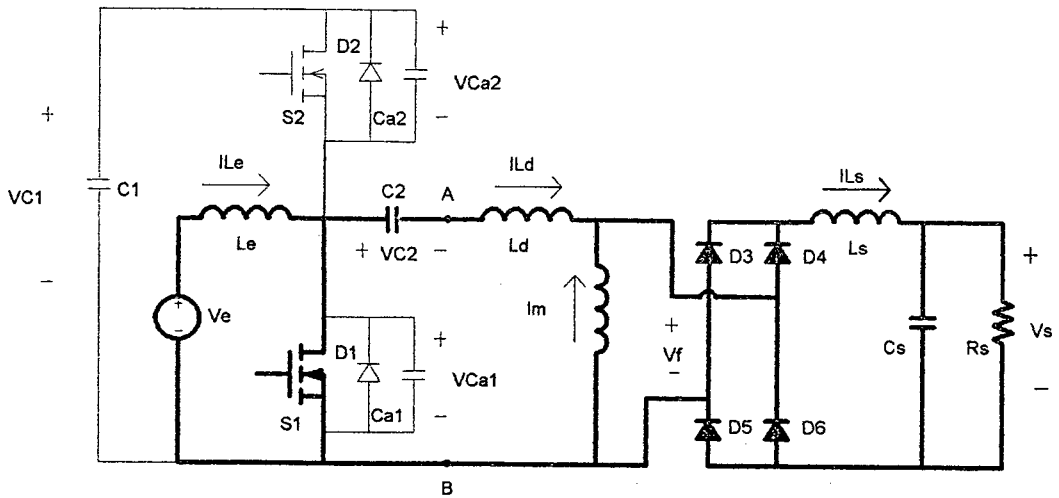


Fig.2.18 – Etapa 5 – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_4) = 0 \quad (2.53)$$

$$V_{ca1}(t_5) = 0 \quad (2.54)$$

$$V_{ca2}(t_4) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.55)$$

$$V_{ca2}(t_5) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.56)$$

$$V_{AB}(t_4) = -V_e \quad (2.57)$$

$$V_{AB}(t_5) = -V_e \quad (2.58)$$

$$V_f(t_4) = 0 \quad (2.59)$$

$$V_f(t_5) = 0 \quad (2.60)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Le} - \frac{V_e}{L_d} \cdot t \quad (2.61)$$

**Sexta etapa –  $t_5 < t < t_6$  – Etapa de magnetização do indutor ressonante.**

Em  $t_5$ , S1 encontra-se conduzindo. Há aplicação da tensão  $-V_e$  sobre o indutor  $L_d$ , que está descarregado. Em consequência, sua corrente apresenta um crescimento negativo linear. Esta etapa termina quando a corrente disponível no primário do trafo ideal, se iguala a corrente de saída  $I_{Ls}$ , ou seja  $I_{Ld} = -(I_{Ls} + I_m)$ .

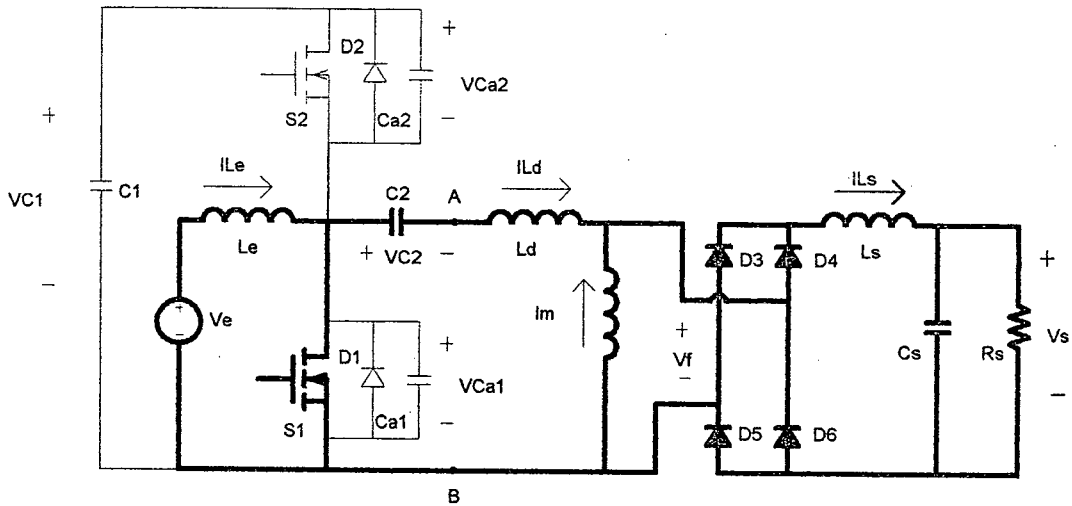


Fig.2.19 – Etapa 6 – Etapa de magnetização do indutor ressonante.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_5) = 0 \quad (2.62)$$

$$V_{ca1}(t_6) = 0 \quad (2.63)$$

$$V_{ca2}(t_5) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.64)$$

$$V_{ca2}(t_6) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.65)$$

$$V_{AB}(t_5) = -V_e \quad (2.66)$$

$$V_{AB}(t_6) = -V_e \quad (2.67)$$

$$V_f(t_5) = 0 \quad (2.68)$$

$$V_f(t_6) = -V_e \quad (2.69)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = -\frac{V_e}{L_d} \cdot t \quad (2.70)$$

**Sétima etapa –  $t_6 < t < t_7$  – Etapa de acumulação de energia em  $L_e$ .**

No instante  $t_6$ , a corrente disponível no primário é igual a  $I_{Ls}$ . A divisão das correntes entre os diodos impõe o bloqueio de D4 e D5. O filtro de saída é colocado em série com  $L_d$  via condução de D3 e D6, absorvendo toda tensão  $-V_e$  e grampeando  $I_{Ld}$  no valor  $-(I_{Ls} + I_m)$ . Ocorre acumulação de energia no indutor de entrada. A carga é alimentada pelo capacitor C2. O sinal de bloqueio de S1 encerra esta etapa.

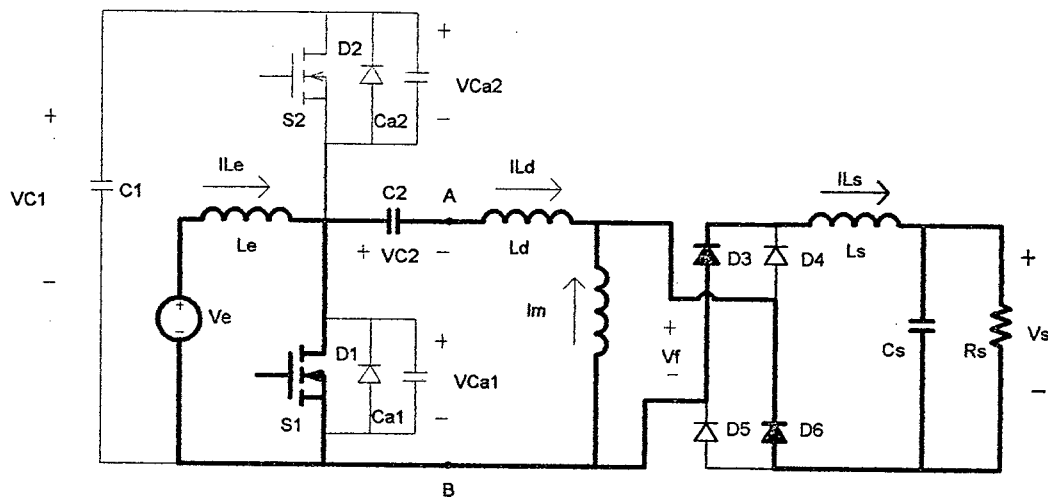


Fig.2.20 – Etapa 7 – Etapa de acumulação de energia em  $L_e$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = -(I_{Ls} + I_m) \quad (2.71)$$

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.72)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.73)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.74)$$

$$V_{c2}(t) = \text{constante} = V_e \quad (2.75)$$

$$V_{AB}(t) = V_f = \text{constante} = -V_e \quad (2.76)$$

**Oitava etapa –  $t_7 < t < t_8$  – Etapa linear do bloqueio de S1.**

No instante  $t_7$ , S1 é comandado para o bloqueio sob tensão nula. A corrente que por ele fluía é imediatamente transferida para os capacitores  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$ , que iniciam nova transição de estado. Logo, o filtro de saída permanece conectado em série com  $L_d$ ,

tornando lineares as excursões das tensões nos capacitores. Esta condição se mantém até que a tensão  $V_{AB}$  se anule.

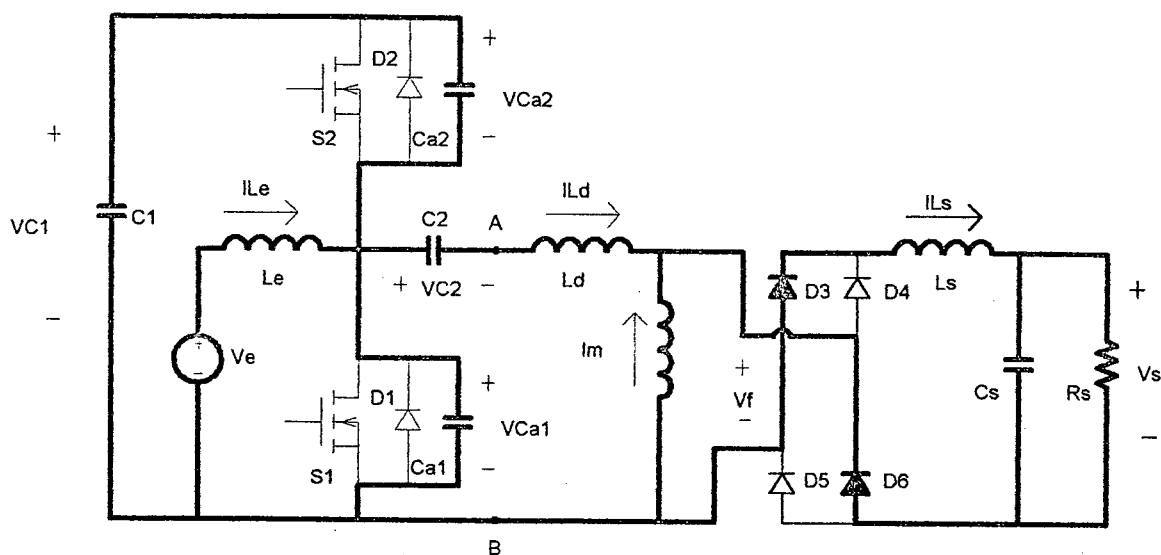


Fig.2.21 – Etapa 8 – Etapa linear do bloqueio de S1.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t7) = 0 \tag{2.77}$$

$$V_{ca1}(t8) = V_e \tag{2.78}$$

$$V_{ca2}(t7) = \frac{V_e}{(1-D)} \tag{2.79}$$

$$V_{ca2}(t8) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \tag{2.80}$$

$$V_{AB}(t7) = -V_e \tag{2.81}$$

$$V_{AB}(t8) = 0 \tag{2.82}$$

$$V_f(t7) = -V_e \tag{2.83}$$

$$V_f(t8) = 0 \tag{2.84}$$

Assim:

$$V_{ca1}(t) = \frac{(I_{Ls} + I_m + I_{Le}) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \tag{2.85}$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{V_e}{(1-D)} - \frac{(I_{Ls} + I_m + I_{Le}) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \tag{2.86}$$

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = -(I_{Ls} + I_m) \tag{2.87}$$



**Nona etapa –  $t_8 < t < t_9$  – Etapa ressonante do bloqueio de S1.**

Após a tensão  $V_{AB}$  haver se anulado em  $t_8$ , a corrente disponível no primário tende a diminuir, colocando em curto a ponte de diodos. Sob a perspectiva do conversor, o ramo A-B se resume tão somente a  $L_d$ , analogamente à terceira etapa. Ocorre transferência de energia deste indutor assim como do indutor de entrada para os capacitores  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$ . A presente etapa tem fim quando se conclui a transição de estado dos capacitores e a tensão em  $C_{a2}$  torna-se nula em  $t_9$ .

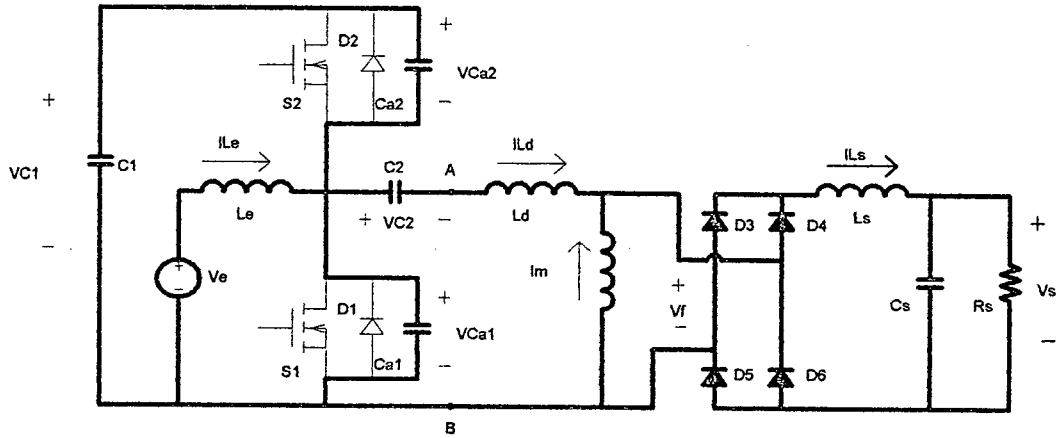


Fig.2.22 – Etapa 9 – Etapa ressonante do bloqueio de S1.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_8) = V_e \quad (2.88)$$

$$V_{ca1}(t_9) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.89)$$

$$V_{ca2}(t_8) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.90)$$

$$V_{ca2}(t_9) = 0 \quad (2.91)$$

$$V_{AB}(t_8) = 0 \quad (2.92)$$

$$V_{AB}(t_9) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.93)$$

$$V_f(t_8) = 0 \quad (2.94)$$

$$V_f(t_9) = 0 \quad (2.95)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a1} + C_{a2}}} \quad (2.96)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a1} + C_{a2})}} \quad (2.97)$$

$$V_{ca1}(t) = V_e + (I_{Ls} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + \frac{I_{Le} \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (2.98)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} - (I_{Ls} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) - \frac{I_{Le} \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (2.99)$$

$$I_{Ld}(t) = -(I_{Ls} + I_m) \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \quad (2.100)$$

**Décima etapa –  $t_9 < t < t_{10}$  – Devolução de energia ao capacitor C1.**

A energia ainda restante no campo magnético de  $L_d$  é devolvida ao capacitor C1 via D2. Desta maneira, a tensão sobre S2 é grampeada em nível zero, possibilitando sua entrada em condução sob tensão nula. A corrente  $L_d$  sofre uma variação linear e, ao tornar-se nula, demarca o final desta etapa.

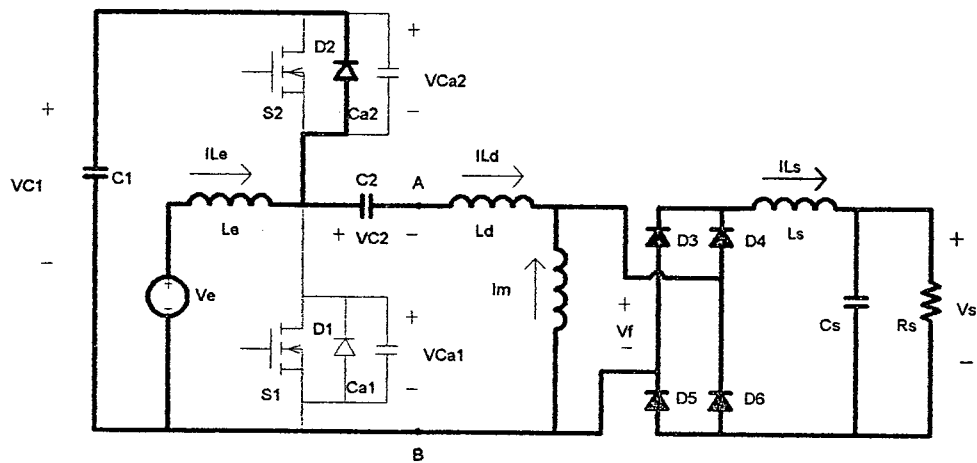


Fig.2.23 – Etapa 10 – Devolução de energia ao capacitor C1.

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.101)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.102)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.103)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.104)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Ld}(t_9) - \frac{D \cdot V_e}{(1-D) \cdot L_d} \cdot t \quad (2.105)$$

**Décima-primeira etapa –  $t_{10} < t < t_0$  – Etapa de magnetização do indutor ressonante.**

Após haver se anulado em  $t_{10}$ , a corrente através do indutor ressonante  $L_D$  inverte seu sentido, e sofrendo um incremento linear, devido a aplicação da tensão  $D \cdot V_e / (1-D)$ . No instante em que a corrente  $I_{Ld}$  iguala-se a  $(I_{Ls} - I_m)$  esta etapa está concluída e o ciclo se repete.

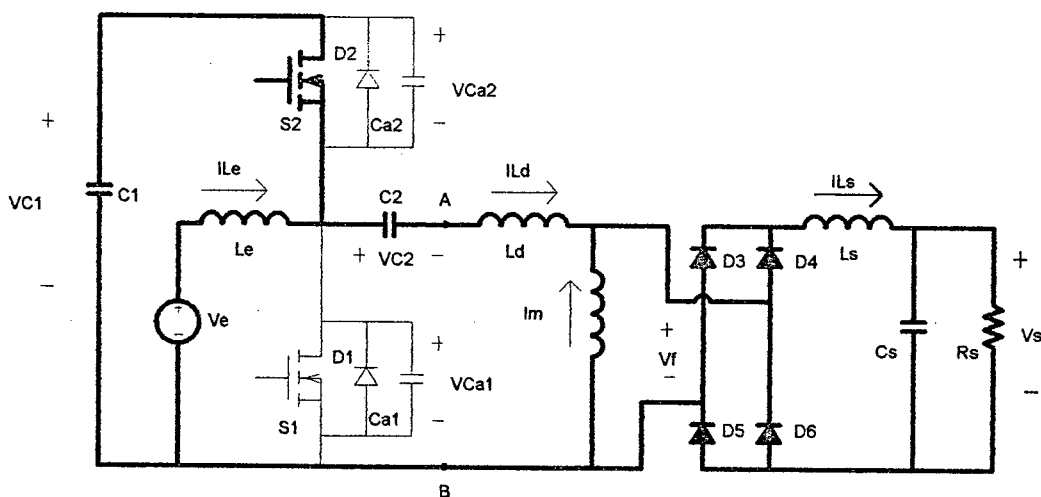


Fig.2.24 – Etapa 11 – Etapa de magnetização do indutor ressonante.

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (2.106)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.107)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (2.108)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (2.109)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D) \cdot L_d} \cdot t \quad (2.110)$$

## 2.4 – CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A inclusão da indutância de dispersão no cálculo do ganho estático tem como consequência uma redução da razão cíclica efetiva do conversor. Durante os intervalos de inversão de sentido da corrente do indutor, os diodos da ponte retificadora permanecem em

curto circuito, não havendo portanto transferência de energia para a carga. Como conseqüência, há uma redução na tensão de saída  $V_s$  em relação a estrutura da Fig. 2.7.

Desprezando-se os detalhes da transição de estado dos capacitores  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$ , as formas de onda em  $L_d$  podem ser observadas na Fig. 2.25.

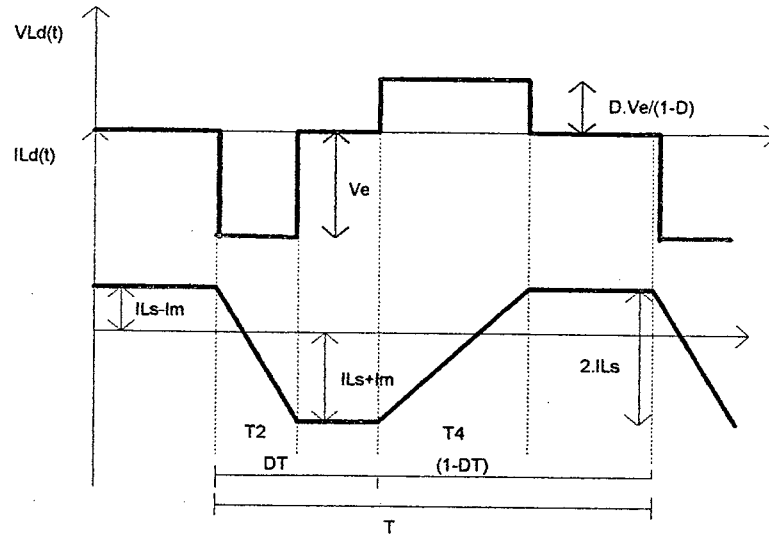


Fig. 2.25 – Tensão e corrente através de  $L_d$  durante um período de funcionamento.

Os tempos de transição da corrente através da indutância de dispersão podem ser assim definidos:

$$T_2 = \frac{L_d \cdot 2 \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (2.111)$$

$$T_4 = \frac{L_d \cdot 2 \cdot I_{Ls} \cdot (1-D)}{V_e \cdot D} \quad (2.112)$$

Assim a tensão de saída média é dada por:

$$V_s = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_{T_2}^{DT} V_e \cdot dt + \int_{DT+T_4}^T \frac{D \cdot V_e}{1-D} \cdot dt \right] \quad (2.113)$$

$$V_s = \frac{1}{T} \cdot \left\{ (DT - T_2) \cdot V_e + [(1-D) \cdot T - T_4] \cdot \frac{D \cdot V_e}{1-D} \right\} \quad (2.114)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = q = 2 \cdot D - \frac{4 \cdot L_d \cdot f_c \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (2.115)$$

Este resultado prova que devido a derivada de corrente finita através do indutor ressonante, a tensão de saída do conversor não é independente da carga. A queda de tensão provocada por ela é dada por:

$$\Delta V = 4 \cdot I_{Ls} \cdot f_c \cdot L_d \quad (2.116)$$

A característica de saída do conversor fica assim representada por retas decrescentes. O ganho estático é apresentado em função da corrente de saída normalizada  $I_{Lsn}$  conforme a Fig. 2.26 .

$$I_{Lsn} = \frac{4 \cdot I_{Ls} \cdot f_c \cdot L_d}{V_e} \quad (2.117)$$

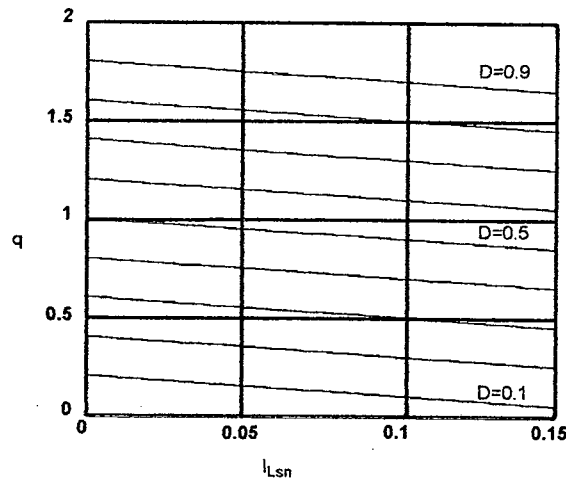


Fig. 2.26 – Característica de saída do conversor levando em conta a indutância ressonante.

#### 2.4.1 Cálculo da corrente magnetizante $I_m$

O cálculo do valor da corrente magnetizante circulante pelo transformador é de extrema importância neste tipo de conversor. O valor desta corrente é necessário para o correto dimensionamento de todos componentes envolvidos na operação do conversor.

A corrente circulante na indutância de dispersão é a mesma que atravessa o capacitor C2 pois os dois estão conectados em série. Em regime, a corrente que passa pelo capacitor C2 deve ter um valor médio nulo, assim pode-se deduzir que o valor médio da corrente  $I_{Ld}$  deve ser igual a zero. Considerando-se também que durante o processo de transição de sentido da corrente  $I_{Ld}$  seu valor médio é igual a  $-I_m$  pode-se determinar facilmente uma expressão para  $I_m$ . Igualando-se a parcela positiva a parcela negativa tem-se que a soma dos tempos de transição é dada por:

$$T_2 + T_4 = \frac{2 \cdot L_D \cdot I_{Ls}}{D \cdot V_e} \quad (2.118)$$

Sendo o patamar negativo de corrente definido como  $I_{Ls} + I_m$ . E o patamar positivo como  $I_{Ls} - I_m$ .

Integrando-se a corrente magnetizante por um período de operação e igualando o resultado a zero tem-se:

$$(I_{Ls} - I_m) \cdot [(1-D) \cdot T - T_4] = I_m \cdot (T_2 + T_4) + (I_{Ls} + I_m) \cdot (D \cdot T - T_2) \quad (2.119)$$

Assim :

$$I_m = I_{Ls} \cdot (1 - 2 \cdot D) - \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_D \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \quad (2.120)$$

Pode-se notar que a inclusão do efeito de transição na corrente  $I_{Ld}$  gera um termo subtraindo a expressão para a corrente magnetizante, em relação àquela expressa na Figura 2.7, sem a presença de  $L_D$ .

## 2.5 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES.

A partir da análise das etapas de funcionamento do circuito, é possível determinar as seguintes relações:

**Interruptor S1** – O interruptor S1 conduz durante o intervalo D conforme a Fig. 2.27.

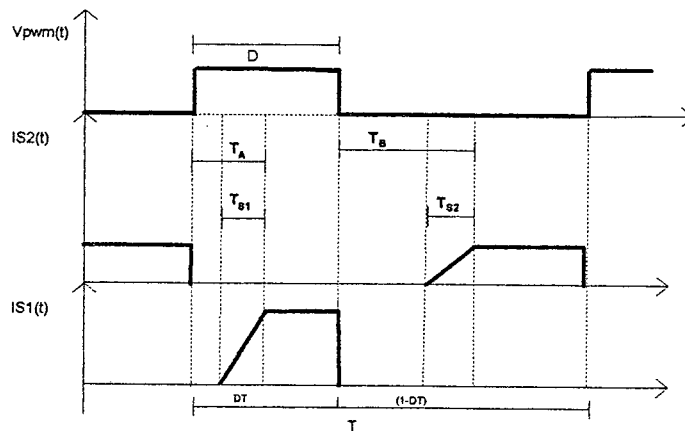


Fig. 2.27 – Corrente nos interruptores S1 e S2 versus tempo.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S1}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S1} = \frac{L_D \cdot (I_{Le} + I_{Ls} + I_m)}{V_e} \quad (2.121)$$

No intervalo  $DT - T_A$  a corrente pode ser considerada constante e de valor:

$$I_{S1} = I_{Le} + I_{Ls} + I_m \quad (2.122)$$

E o intervalo  $T_A$ :

$$T_A = \frac{2 \cdot L_D \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (2.123)$$

Biblioteca Universitária  
UFSC

$$I_{S1} = I_{Ls} \cdot (q - 2 \cdot D + 2) - \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (2.124)$$

$$I_{S1med} = I_{Ls} \cdot \left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right) \cdot \left[ q - 2 \cdot D + 2 - \frac{2 \cdot I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right] \quad (2.125)$$

$$I_{S1ef} = I_{Ls} \cdot \sqrt{\left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right)} \cdot \left[ q - 2 \cdot D + 2 - \frac{2 \cdot I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right] \quad (2.126)$$

**Interruptor S2** – O interruptor S2 conduz durante o intervalo  $(1 - D)T$  conforme a Fig. 2.27.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S2}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S2} = \frac{L_D \cdot (I_{Ls} - I_{Le} - I_m) \cdot (1 - D)}{D \cdot V_e} \quad (2.127)$$

No intervalo  $(1 - D)T - T_B$  a corrente pode ser considerada constante e de valor:

$$I_{S2} = I_{Ls} - I_{Le} - I_m \quad (2.128)$$

E o intervalo  $T_B$ :

$$T_B = \frac{2 \cdot L_D \cdot I_{Ls} \cdot (1 - D)}{V_e \cdot D} \quad (2.129)$$

$$I_{S2} = I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (2.130)$$

$$I_{S2med} = \left[ (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right] \cdot \left[ I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \quad (2.131)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\left( (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right)} \cdot \left[ I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \quad (2.132)$$

Definindo-se a variável  $\alpha$ , pode-se parametrizar as correntes nos interruptores.

$$\alpha = \frac{I_{Ls} \cdot L_D \cdot f_c}{V_e} \quad (2.133)$$

Existe um valor mínimo para a razão cíclica dependendo do valor de  $\alpha$  utilizado. Esta característica pode ser melhor entendida quando se observa a corrente sobre o capacitor C2. Para que existam os patamares de corrente e conseqüentemente haja transferência de energia para a carga é necessário que a seguinte condição seja atingida:

$$(1-D) > \frac{T_4}{T} \quad \text{e} \quad D > \frac{T_2}{T}$$

O resultado é:

$$D > 2 \cdot \alpha \quad (2.134)$$

Caso esta condição não seja atingida, a corrente  $I_{c2}$  adquire o formato triangular, a ponte de diodos fica permanentemente em curto e não há transferência de energia para a saída.

A relação entre as tensões de entrada e saída fica definida como:

$$q = 2 \cdot D - 4 \cdot \alpha \quad (2.135)$$

A corrente de magnetização  $I_m$ :

$$I_m = I_{Ls} \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \alpha}{D}\right) \quad (2.136)$$

Os tempos de comutação:

$$T_1 = 2 \cdot \alpha \cdot T \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{D}\right) \quad (2.137)$$

$$T_2 = 2 \cdot \alpha \cdot T \quad (2.138)$$

$$T_3 = \frac{2 \cdot \alpha^2 \cdot T \cdot (1 - D)}{D^2} \quad (2.139)$$

$$T_4 = \frac{2 \cdot \alpha \cdot T \cdot (1 - D)}{D} \quad (2.140)$$

E finalmente as correntes médias e eficazes normalizadas a que os interruptores estão submetidos:

$$\overline{I_{Sxmedio}} = \frac{I_{Sxmed}}{I_{Ls}} \quad (2.141)$$

$$\overline{I_{Sxefcaz}} = \frac{I_{Sxef}}{I_{Ls}} \quad (2.142)$$

$$\overline{I_{S1medio}} = 2 \cdot \left[ D - \alpha - \frac{\alpha^2}{D} \right] \cdot \left[ \frac{D - \alpha}{D} \right] \quad (2.143)$$

$$\overline{I_{S2medio}} = \frac{2 \cdot \alpha}{D} \cdot \left\{ (1 - D) \cdot \left[ 1 - \frac{2 \cdot \alpha}{D} + \left( \frac{\alpha}{D} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.144)$$

$$\overline{I_{S1efcaz}} = 2 \cdot \sqrt{D - \alpha - \frac{\alpha^2}{D}} \cdot \left[ \frac{D - \alpha}{D} \right] \quad (2.145)$$

$$\overline{I_{S2efcaz}} = \frac{2 \cdot \alpha}{D} \cdot \sqrt{(1 - D) \cdot \left[ 1 - \frac{2 \cdot \alpha}{D} + \left( \frac{\alpha}{D} \right)^2 \right]} \quad (2.146)$$



Nas Fig. 2.28 e Fig. 2.29 apresentam-se respectivamente as curvas normalizadas de  $I_{s1\text{medio}}$  e  $I_{s2\text{medio}}$ , tomando-se  $\alpha$  como parâmetro.

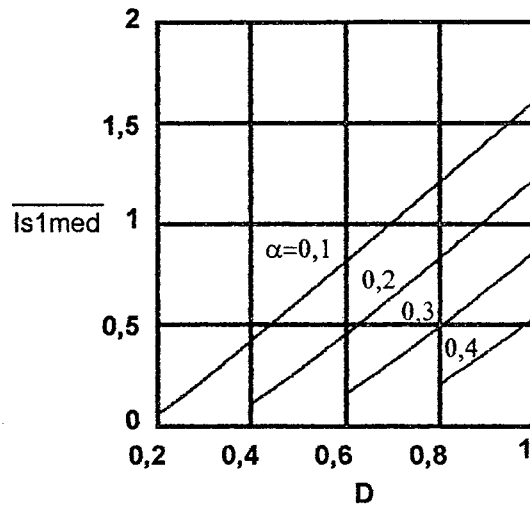


Fig. 2.28 – Curvas normalizadas da corrente média através de S1 versus  $D$ , tomando-se  $\alpha$  como parâmetro.

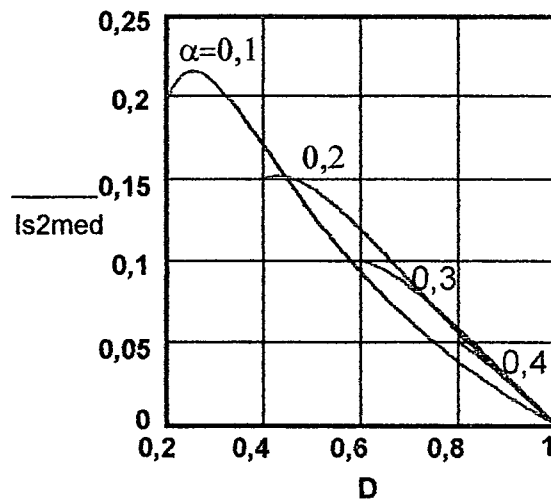


Fig. 2.29 – Curvas normalizadas da corrente média através de S2 versus  $D$ , tomando-se  $\alpha$  como parâmetro.

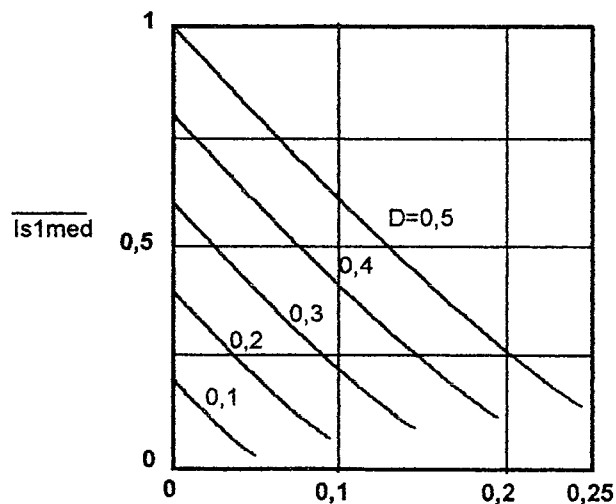


Fig. 2.30 – Curvas normalizadas da corrente média através de S1 versus  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

Apresentam-se, nas Fig.2.30 e Fig. 2.31, respectivamente as curvas de  $I_{S1\text{medio}}$  e  $I_{S2\text{medio}}$  normalizadas em relação a  $D$ .

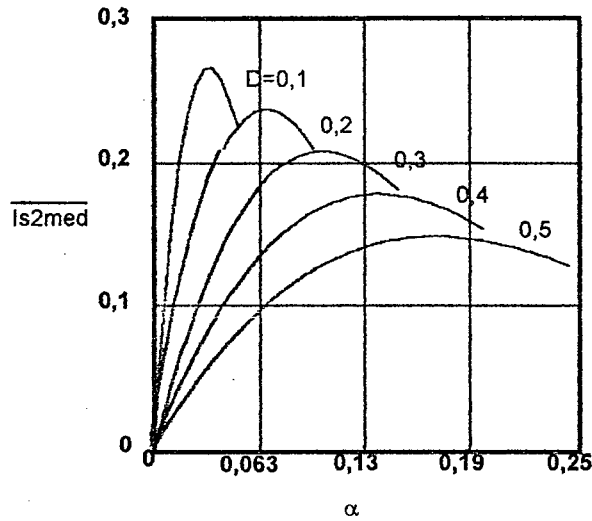


Fig. 2.31 – Curvas normalizadas da corrente média através de S2 versus  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

Nas Fig. 2.32 e Fig. 2.33, apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S1\text{eficaz}}$  e  $I_{S2\text{eficaz}}$  normalizadas em relação a  $\alpha$ .

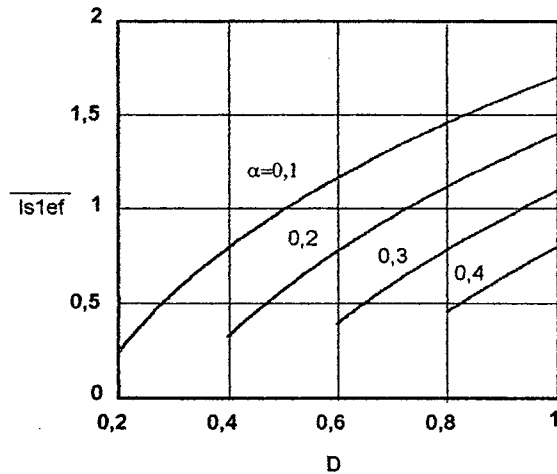


Fig. 2.32 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S1 versus  $D$ , tomando-se  $\alpha$  como parâmetro.

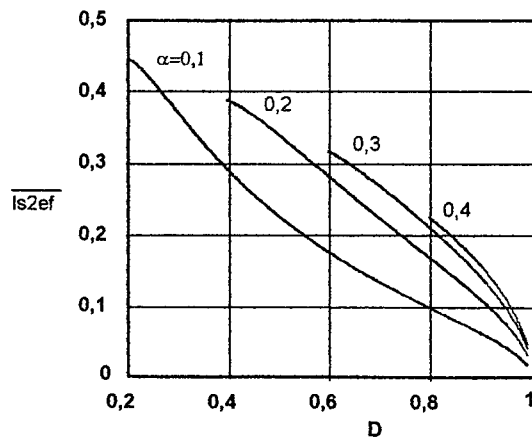


Fig. 2.33 – Curvas normalizadas da corrente média através de S2 versus  $D$ , tomando-se  $\alpha$  como parâmetro.

Nas Fig. 2.34 e Fig. 2.35, apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S1\text{eficaz}}$  e  $I_{S2\text{eficaz}}$  normalizadas em relação a  $D$ .

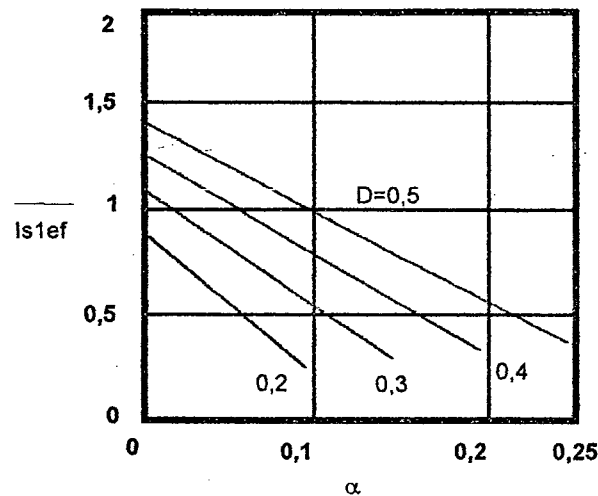


Fig. 2.34 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S1 versus  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

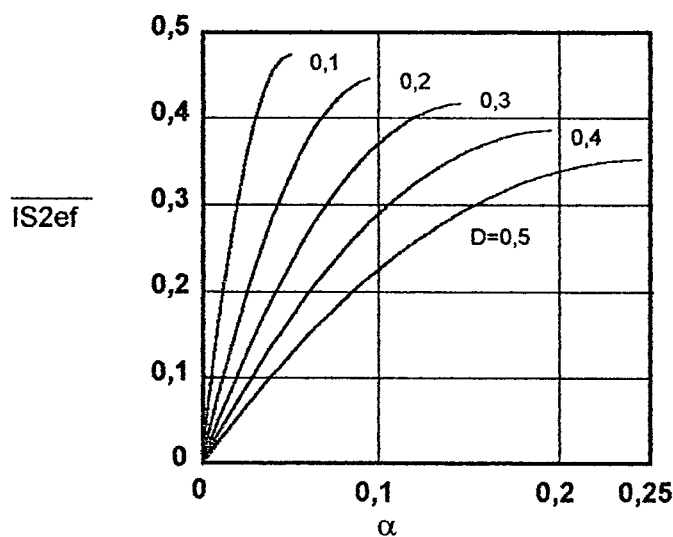


Fig. 2.35 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S2 versus  $\alpha$ , , tomando-se  $D$  como parâmetro.

Pode-se observar pelos gráficos dos esforços nos interruptores que praticamente inexistente um ponto de máximo ou mínimo para o interruptor S1, os esforços crescem ou decrescem linearmente. O interruptor S1 é mais exigido que o interruptor S2.

## 2.6 ESTUDO DAS COMUTAÇÕES

A cada período de funcionamento ocorrem duas comutações dos interruptores. Devido a assimetria da operação, com diferentes tensões e correntes presentes no circuito, as condições sob as quais ocorrem as duas comutações são distintas. Uma análise preliminar

do circuito mostra que o indutor ressonante  $L_d$  tem mais energia para a comutação durante a etapa de bloqueio de  $S_1$  do que durante o bloqueio de  $S_2$ .

As condições para o bloqueio de  $S_2$  são nitidamente mais adversas. A transição de estado dos capacitores deve ser feito com uma corrente inferior e com a concorrência da corrente de entrada. A medida que a corrente de carga diminui, ocorre uma situação crítica quando toda energia acumulada no indutor é despendida na carga do capacitor  $C_{a1}$ . Inexistindo devolução de energia via  $D_2$ , se a corrente de carga chegar a níveis inferiores a este, perde-se a comutação ZVS.

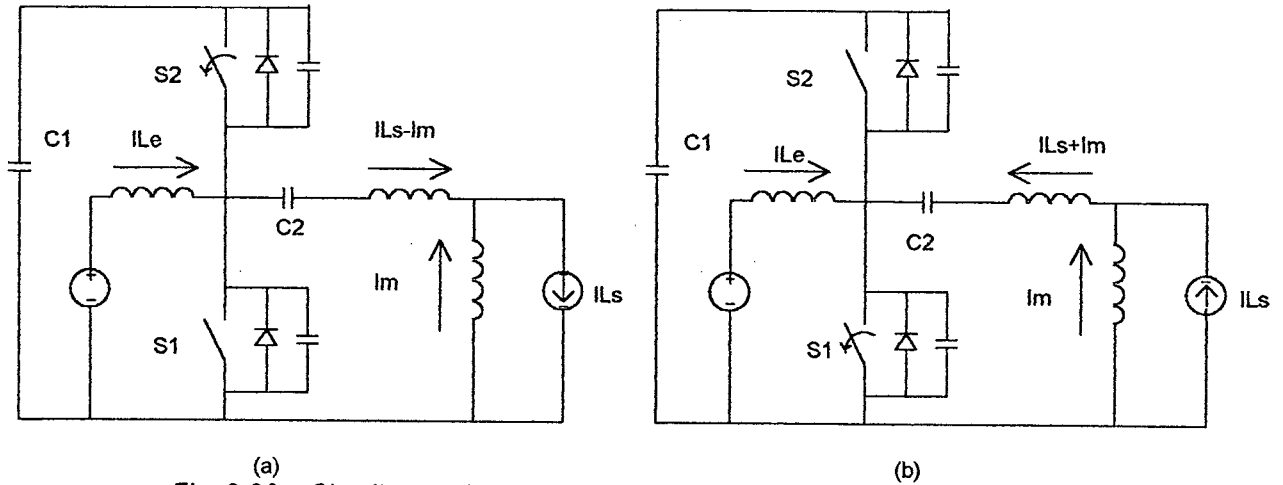


Fig. 2.36 – Circuitos equivalentes: a) Bloqueio de  $S_2$  e b) Bloqueio de  $S_1$

A situação crítica pode ser definida através do balanço de energia entre o indutor e o capacitor equivalente.

$$\frac{1}{2} \cdot L_d \cdot (I_{L_s} - I_m - I_{L_e})^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{aeq} \cdot \left(\frac{V_e}{1-D}\right)^2 \quad (2.147)$$

Definindo-se:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{aeq}}} \quad (2.148)$$

$$I_{L_s} - I_m - I_{L_e} = \frac{V_e}{Z_o \cdot (1-D)} \quad (2.149)$$

$$I_{L_s} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{L_s}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} = \frac{V_e}{Z_o \cdot (1-D)} \quad (2.150)$$

Assim:

$$Z_o = \frac{V_e}{\left[ (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{L_s} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \cdot (1-D) \cdot I_{L_s}} \quad (2.151)$$

A partir de um valor estimado para a indutância  $L_D$  podemos determinar o valor máximo de  $C_{aeq}$  para que ainda ocorra a comutação suave.

$$C_{aeq\max} = \frac{L_D}{Z_o^2} \quad (2.152)$$

Uma vez calculado o valor de  $C_{aeq}$  especifica-se um valor comercial inferior ao encontrado. É possível estabelecer a faixa de funcionamento em comutação suave refazendo a equação de balanço de energia (2.147).

Sabendo-se que:

$$I_{Ls} = \frac{(2 \cdot D - q) \cdot V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s} \quad (2.153)$$

$$I_{Le} = q \cdot I_{Ls} \quad (2.154)$$

E aplicando-se (2.120), (2.153) e (2.154) em (2.147) resulta:

$$L_D \cdot \left[ (2 \cdot D - q) \cdot \frac{V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s} \right]^2 \cdot \left( 1 - \frac{q}{2 \cdot D} \right) = C_{aeq} \cdot \left( \frac{V_e}{1 - D} \right)^2 \quad (2.155)$$

O resultado é uma equação  $f(D)$  de sexta ordem de difícil solução analítica porém facilmente solucionável por meios computacionais. A raiz imediatamente inferior ao ponto de operação é o valor mínimo da razão cíclica que ainda preserva a comutação suave. Após determinar-se  $D_{\min}$  aplica-se (2.153) para estabelecer o valor de  $I_{Ls\min}$ .

## 2.7 PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

As especificações a serem atendidas pelo conversor são:

- $V_e = 400V$ ;
- $V_s = (60 \pm 1)V$ ;
- $P_s = 600W$ ;
- $f_c = 25kHz$ ;
- $V_{C1\max} = 800V$ .

Conseqüentemente, pode-se definir:

- $R_s = 6\Omega$ ;
- $I_{Le} = 1,5A$ ;
- $I_{Ls} = 10A$ .

A relação de transformação ( $n$ ) deve ser arbitrada levando-se em consideração a tensão de grampeamento  $V_1$  e tensão de bloqueio dos retificadores de saída. Uma escolha inadequada da tensão na entrada do filtro de saída pode levar a perdas exageradas nos grampeadores de tensão passivos associados aos diodos retificadores.

$$n = 0,25 \quad (2.156)$$

Referindo-se as grandezas ao primário temos:

$$V_{ssec} = \frac{V_s}{n} \quad (2.157)$$

$$V_{ssec} = 240$$

$$I_{Lssec} = I_{Ls} \cdot n \quad (2.158)$$

$$I_{Lssec} = 2,5 \text{ A}$$

$$q = \frac{V_{ssec}}{V_e} \quad (2.159)$$

$$q = 0,6$$

Devido a limitação imposta a tensão  $V_{C1}$ , a razão cíclica do conversor fica limitada a:

$$D_{max} = 1 - \frac{V_e}{V_{C1}} \quad (2.160)$$

$$D_{max} = 0,5$$

Define-se a razão cíclica nominal como:

$$D = 0,45$$

Assim,  $\alpha$  também fica definido como:

$$\alpha = \frac{2 \cdot D - q}{4} \quad (2.161)$$

$$\alpha = 0,075$$

Deve-se levar em conta que arbitrando-se um valor muito baixo para  $\alpha$  a faixa de comutação ZVS fica restringida, ao passo que ao escolher-se um valor muito elevado a faixa de operação do conversor é restrita pois  $D > 2 \cdot \alpha$  e os esforços de corrente e tensão nos semicondutores são aumentados.

Especificando-se que as variações das correntes são de 10% de seus valores nominais, tem-se:

$$\Delta I_{Le} = 0,15 \text{ A} \quad (2.162)$$

e

$$\Delta I_{Ls} = 1 \text{ A} \quad (2.163)$$

Especificando-se que variação tensão de saída é de 1% do valor nominal, tem-se:

$$\Delta V_s = 0,01 \cdot V_s \quad (2.164)$$

$$\Delta V_s = 600 \text{ mV}$$

Sabe-se também que a razão cíclica em regime permanente deve ser:

$$D = \frac{q + 4 \cdot \alpha}{2} \quad (2.165)$$

$$D = 0,45$$

Pode-se determinar o valor de  $L_d$  através de (2.166):

$$L_D = \frac{\alpha \cdot V_e}{I_{o\text{sec}} \cdot f_c} \quad (2.166)$$

$$L_D = 480 \mu H$$

Os elementos de filtragem são determinados através das expressões (2.167), (2.168) e (2.169).

$$L_e = \frac{V_e \cdot D}{\Delta I_e \cdot f_c} \quad (2.167)$$

$$L_e = 48 mH$$

$$L_s = \frac{V_e \cdot 0,125}{\Delta I_{Ls} \cdot f_c} \quad (2.168)$$

$$L_s = 320 \mu H$$

$$C_s = \frac{\Delta I_{Ls}}{8 \cdot f_c \cdot \Delta V_s} \quad (2.169)$$

$$C_s = 8,3 \mu F$$

Os elementos de transferência de energia determinados através das expressões (2.171) e (2.174).

$$\Delta V_{C1} = 0,01 \cdot V_{C1} \quad (2.170)$$

$$\Delta V_{C1} = 4V$$

$$C_1 = \frac{(1-D) \cdot I_{Ls\text{sec}}}{f_c \cdot \Delta V_{C1}} \cdot \left[ 2 \cdot D - q + \frac{\alpha \cdot (1-2 \cdot D)}{D} \right] \quad (2.171)$$

$$C_1 = 2,5 \mu F$$

$$V_{C2} = V_e \quad (2.172)$$

$$\Delta V_{C2} = 0,01 \cdot V_e \quad (2.173)$$

$$\Delta V_{C2} = 4V$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot D \cdot I_{Ls\text{sec}}}{f_c \cdot \Delta V_{C2}} \cdot \left[ D + \frac{\alpha \cdot (1-2 \cdot D)}{D} \right] \quad (2.174)$$

$$C_2 = 10 \mu F$$

Os elementos de comutação determinados através das expressões (2.177), (2.179) e (2.180).

$$I_m = I_{Lssec} \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \alpha}{D}\right) \quad (2.175)$$

$$I_m = 0,167A$$

$$Z_o = \frac{V_e}{(1 - D) \cdot (I_{Lssec} - I_m - I_e)} \quad (2.176)$$

$$C_{aeq} = C_{a1} + C_{a2} < \frac{L_D}{Z_o^2} \quad (2.177)$$

$$C_{aeq} < 0,6nF \quad \text{Adota-se:} \quad (2.178)$$

$$C_{aeq} = 600pF$$

Portanto:

$$C_{a1} = C_{a2} = \frac{C_{aeq}}{2} = 300pF \quad (2.179)$$

A partir dos valores calculados deve-se calcular a faixa de comutação suave e caso esta seja insuficiente, recalcula-se os parâmetros do conversor alterando os valores de n e  $C_{aeq}$ .

$$L_D \cdot \left[ (2 \cdot D_{min} - q) \cdot \frac{V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s} \right]^2 \cdot \left(1 - \frac{q}{2 \cdot D_{min}}\right) - (C_{a1} + C_{a2}) \cdot \left(\frac{V_e}{1 - D_{min}}\right)^2 = 0 \quad (2.180)$$

A solução numérica encontrada foi  $D_{min}=0,447$ . Portanto:

$$I_{Lsmin} = \frac{(2 \cdot D_{min} - q) \cdot V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s \cdot n} \quad (2.181)$$

$$I_{Lsmin} = 9,8A$$

A corrente mínima para ainda obter-se comutação suave é 98% da corrente de carga nominal o que significa uma faixa muito restrita de comutação suave.

Esforços nos interruptores:

$$IS1_{eficaz} = I_{Ls} \cdot 2 \cdot \left(\frac{D - \alpha}{D}\right) \cdot \sqrt{D - \alpha - \frac{\alpha^2}{D}} \quad (2.182)$$

$$IS1_{eficaz} = 2,51A$$

$$IS1_{medio} = I_{Ls} \cdot 2 \cdot \left(\frac{D - \alpha}{D}\right) \cdot D - \alpha - \frac{\alpha^2}{D} \quad (2.183)$$

$$IS1_{medio} = 1,51A$$

$$IS2_{eficaz} = I_{Ls} \cdot 2 \cdot \frac{\alpha}{D} \cdot \sqrt{(1 - D) \cdot \left[1 + \left(\frac{\alpha}{D}\right)^2 - 2 \cdot \frac{\alpha}{D}\right]} \quad (2.184)$$



$$IS2_{eficaz} = 0,51A$$

$$IS2_{medio} = I_{Ls} \cdot 2 \cdot \frac{\alpha}{D} \cdot (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} \right)^2 - 2 \cdot \frac{\alpha}{D} \right] \quad (2.185)$$

$$IS2_{medio} = 0,32A$$

## 2.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o auxílio do programa PSpice foram feitas algumas simulações para determinar o funcionamento do circuito.

O circuito foi simulado utilizando-se componentes ideais exceto os interruptores de potência e diodos anti-paralelo. Os resultados são apresentados a seguir:

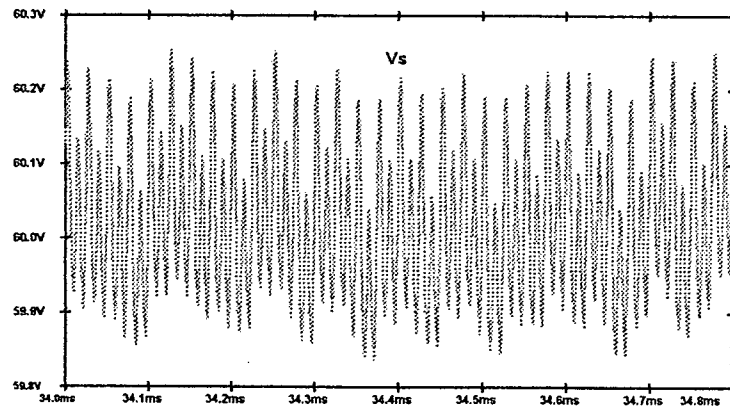


Fig. 2.37 – Tensão de saída  $V_s$ .

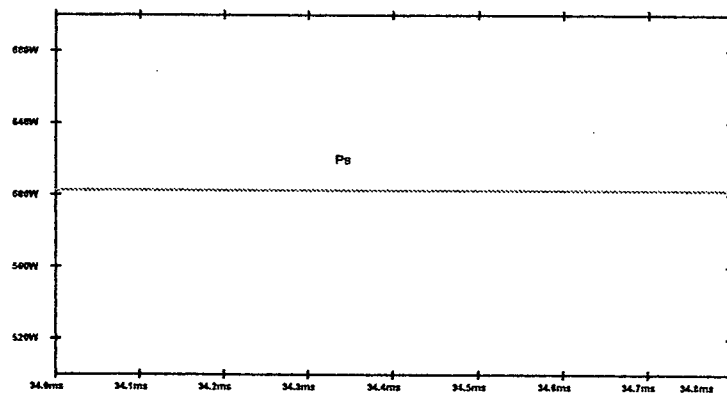


Fig. 2.38 – Potência média de saída  $P_s$ .

A Fig. 2.37 apresenta a tensão de saída produzida pelo conversor e sua ondulação de menos de 0,7 %. Para esta tensão e uma corrente  $I_{Ls} = 10A$  produz uma potência ativa de saída de aproximadamente 600W, como se observa na Fig. 2.38.

As Fig. 2.39, Fig. 2.40 e Fig. 2.41 apresentam respectivamente: as correntes  $I_{Ls}$  e  $I_{Le}$ , a tensão sobre o capacitor C1 (que é a tensão de grameamento sobre S1 e S2) e finalmente

a tensão sobre o capacitor C2. Pode-se observar que tanto os valores médios como as ondulações estão dentro das especificações iniciais.

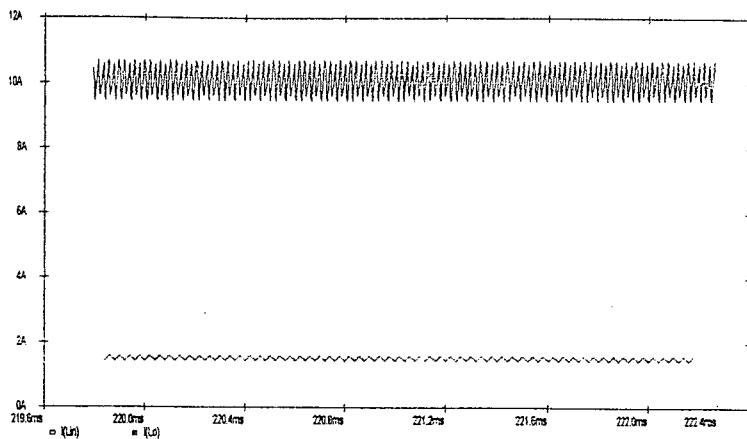


Fig. 2.39 – Correntes  $I_{Ls}$  e  $I_{Le}$ .

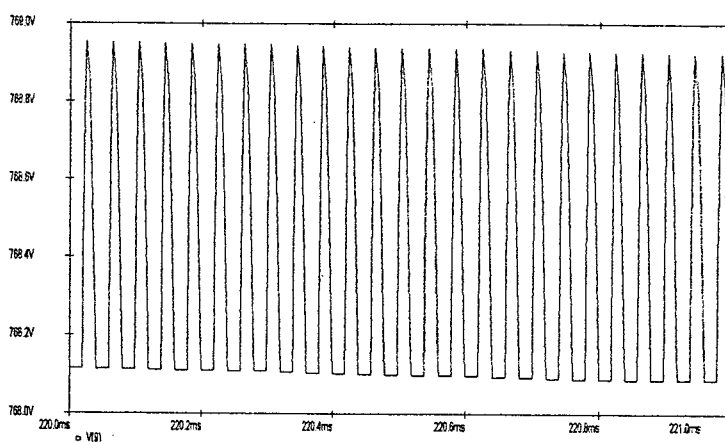


Fig. 2.40 – Tensão de grameamento  $V_{C1}$ .

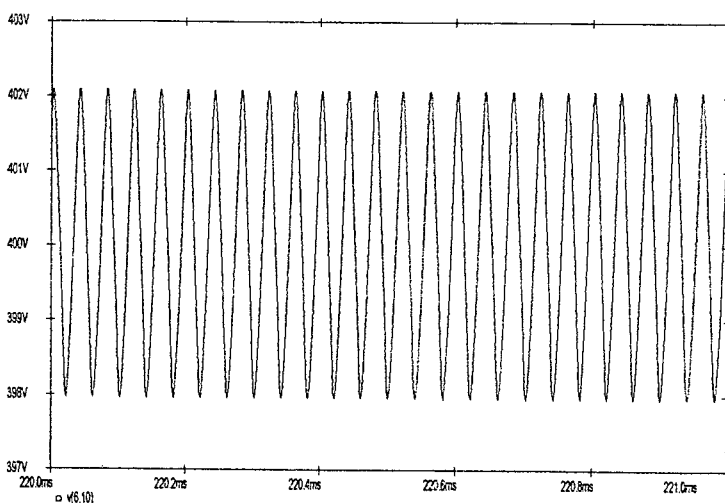


Fig. 2.41 – Tensão  $V_{C2}$ .

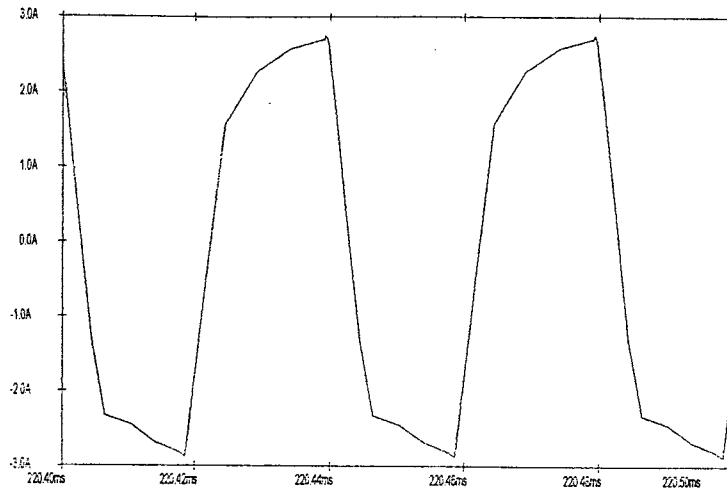


Fig. 2.42 – Corrente  $I_{LD}$ .

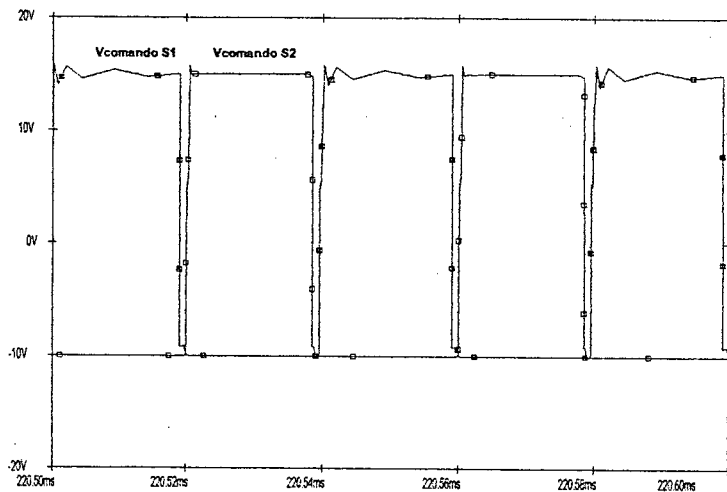


Fig. 2.43 – Tensões de comando dos interruptores.

A Fig. 2.42 apresenta a corrente sobre a indutância de dispersão ou, ressonante. A Fig. 2.43 apresenta os sinais de comando aplicados aos interruptores S1 e S2, a frequência de comutação é de 25 kHz e o tempo morto entre as comutações é de 1,5  $\mu$ s.

A Fig. 2.44 apresenta a corrente através do interruptor S1 e a tensão aplicada sobre S1 e D1 (dividida por 100 para melhor visualização). A Fig. 2.45 apresenta as mesmas formas de onda porém agora para o interruptor S2 e o diodo D2.

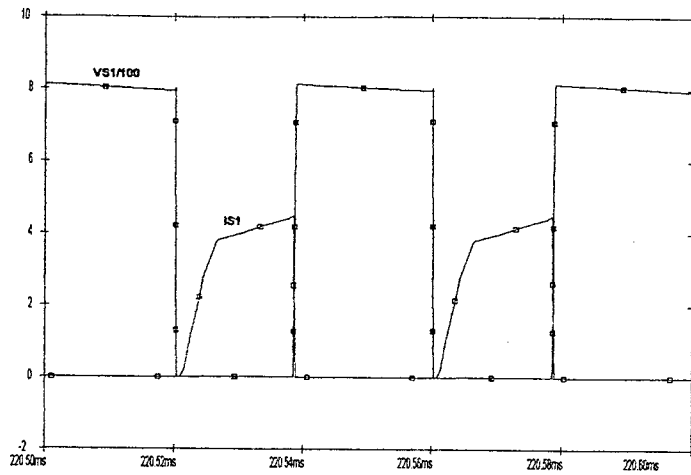


Fig. 2.44 – Tensão  $V_{S1}$  e corrente  $I_{S1}$ .

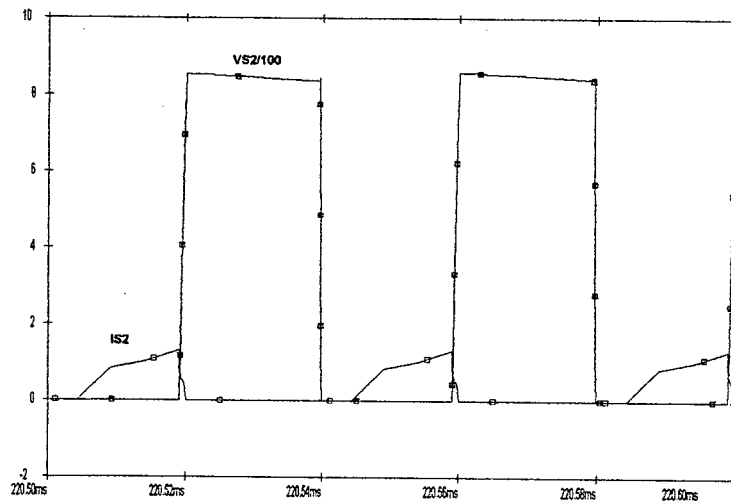


Fig. 2.45 – Tensão  $V_{S2}$  e corrente  $I_{S2}$ .

		Corrente eficaz	Corrente média
S1	Teórico	2,51 A	1,51A
	Simulado	2,46A	1,55A
	Erro %	2%	2,5%
S2	Teórico	515 mA	320 mA
	Simulado	587 mA	345 mA
	Erro %	12,2%	7,2%

Tabela 2.2 – Erros entre resultados teóricos e obtidos via simulação.

## 2.9 – DADOS CONSTRUTIVOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS E DISSIPADOR

O esquema de potência do conversor CC-CC é mostrado na Fig. 2.46 . Os interruptores são comandados pelo circuito apresentado na Fig. 2.47 . Os capacitores auxiliares de 300 pF são substituídos pela capacitância intrínseca dos IGBTs. O capacitor C1 teve seu valor aumentado pela indisponibilidade de componentes para a tensão de 800V.

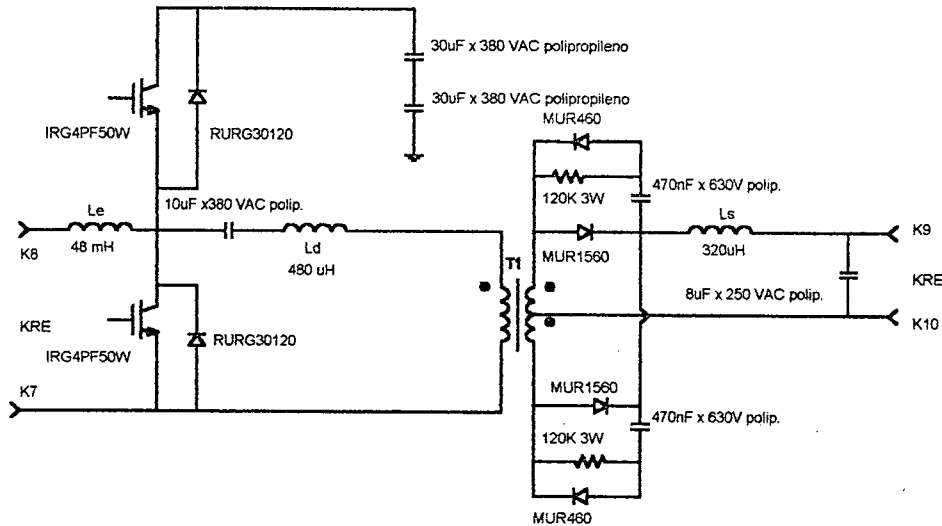


Fig. 2.46 – Diagrama de potência do conversor.

### 2.9.1 - Cálculo Térmico

O calculo térmico é realizado com base nos dados fornecidos pelo fabricante dos componentes e potências obtidas por simulação numérica.

$T = 1/25000 \text{ s}$	Período;
$P_{S1} = 12 \text{ W}$	Perdas no interruptor S1;
$P_{S2} = 3,2 \text{ W}$	Perdas no interruptor S2;
$P_{D1} = 0,1 \text{ W}$	Perdas no diodo D1;
$P_{D2} = 0,8 \text{ W}$	Perdas no diodo D2;
$T_j = 120 \text{ }^\circ\text{C}$	Máxima temperatura de junção;
$T_a = 60 \text{ }^\circ\text{C}$	Temperatura ambiente;
$R_{jc} = 0,64 \text{ }^\circ\text{C/W}$	Resistência térmica junção cápsula;
$R_{cd} = 0,24 \text{ }^\circ\text{C/W}$	Resistência térmica cápsula dissipador.

#### Perdas nos Interruptores

$$P_S = P_{S1} + P_{S2} + P_{D1} + P_{D2} \quad (2.186)$$

$$P_{\text{cond}} = 16,1 \text{ W}$$

#### Cálculo da resistência térmica junção-ambiente:

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_S} \quad (2.187)$$

$$R_{ja} = 3,73 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

**Cálculo da resistência térmica dissipador-ambiente:**

$$R_{da} = R_{ja} - \frac{R_{cd} + R_{jc}}{2} \quad (2.188)$$

$$R_{da} = 3,29 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Escolhe-se o dissipador P14\100 da Semikron com  $R_{da} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ , permitindo assim a operação em temperaturas mais baixas.

### 2.9.2 – Dimensionamento do indutor $L_e$ :

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{epico}} = 1,6 \text{ A} \quad I_{L_{eficaz}} = 1,7 \text{ A} \quad L_e = 48 \text{ mH}$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_e \cdot I_{L_{epico}} \cdot I_{L_{eficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (2.189)$$

$$A_e A_w = 10,3 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_e$  : Indutância do indutor;

$I_{L_{epico}}$  : Corrente de pico máximo no indutor (para tensão de entrada mínima);

$I_{L_{eficaz}}$  : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{max}$  : Densidade máxima de corrente;

De onde se escolhe o núcleo IP12 - EE65/26 .

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_e = 5,31 \text{ cm}^2$$

O número de espiras é determinado pela expressão (2.190)

$$N = \frac{L_e \cdot I_{L_{epico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (2.190)$$

$$N = 400 \text{ espiras}$$

Com a expressão (2.191) determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_e} \quad (2.191)$$

O entreferro em cada perna será dado pela expressão (2.192).

$$\Delta I_g = \frac{I_g}{2} \quad (2.192)$$

$$\Delta I_g = 0,14 \text{ mm}$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{\text{Leeficaz}}}{J_{\text{max}}} \quad (2.193)$$

Seção do condutor  $S = 0,0428 \text{ cm}^2$ , desta forma determina-se o fio 21AWG

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo é dado pela expressão (2.194).

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad \text{Logo,} \quad (2.194)$$

$$\text{diam} = 0,078 \text{ cm}$$

Escolhe-se fio 20 AWG  $S_{20} = 0,005176 \text{ cm}^2$

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (2.195)$$

Assume-se:  $nf=1$  fios em paralelo.

Dados finais do indutor:

$$L=48 \text{ mH} \quad N=400 \text{ espiras} \quad \text{fio 20AWG} \quad \Delta l_g=0,14 \text{ cm}$$

### 2.9.3 – Dimensionamento do indutor $L_s$ :

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{\text{spico}}} = 10,5 \text{ A} \quad I_{L_{\text{seficaz}}} = 10 \text{ A} \quad L_s = 320 \mu\text{H}$$

$$B_{\text{max}} = 0,3 \text{ T} \quad J_{\text{max}} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{L_{\text{spico}}} \cdot I_{L_{\text{seficaz}}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{\text{max}}} \quad (2.196)$$

$$A_e A_w = 3,21 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_s$  : Indutância do indutor;

$I_{L_{\text{spico}}}$  : Corrente de pico máximo no indutor (para tensão de entrada mínima);

$I_{L_{\text{seficaz}}}$  : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{\text{max}}$  : Densidade máxima de corrente;

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE55, com:

$$A_w=2,50 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_e=3,54 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_s \cdot I_{L\text{pico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (2.197)$$

$$N = 32$$

Com a expressão (2.198) determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_s} \quad (2.198)$$

O entreferro em cada perna é dado por:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (2.199)$$

$$\Delta l_g = 0,07 \text{ mm}$$

Determina-se a seção condutora pela expressão (2.200).

$$S = \frac{I_{L\text{eficaz}}}{J_{\text{max}}} \quad (2.200)$$

Seção do condutor  $S = 0,031 \text{ cm}^2$  . Especifica-se fio 12AWG

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (2.201)$$

$$\text{diam} = 0,0078 \text{ cm}$$

Escolhe-se fio 22 AWG com uma seção de  $0,003255 \text{ cm}^2$ .

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{22}} \quad (2.202)$$

Assume-se:  $nf=9$  fios em paralelo.

Dados finais do indutor:

$$L=320 \mu\text{H} \quad N=32 \text{ espiras} \quad 9 \text{ fios } 22\text{AWG} \text{ em paralelo} \quad \Delta l_g=0,07 \text{ mm}$$

#### 2.9.4 – Dimensionamento do indutor $L_d$ :

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L\text{dpico}} = 3 \text{ A} \quad I_{L\text{deficaz}} = 2,3 \text{ A} \quad L_d = 480 \mu\text{H}$$



$$B_{\max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela expressão (2.203)

$$A_e A_w = \frac{L_d \cdot I_{Ldpico} \cdot I_{Ldeficaz} \cdot 10^4}{B \cdot J_{\max}} \quad (2.203)$$

$$A_e A_w = 0,5 \text{ cm}^4$$

Onde:

- $L_d$  : Indutância do indutor;
- $I_{Ldpico}$  : Corrente de pico máximo no indutor;
- $I_{Ldeficaz}$  : Corrente eficaz máxima;
- $B$  : Densidade magnética máxima;
- $J_{\max}$  : Densidade de corrente de corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE42/20 .

$$A_w = 1,57 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_e = 2,4 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_d \cdot I_{Ldpico} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad \text{Logo,} \quad (2.204)$$

$$N = 30 \text{ espiras}$$

Com a expressão (2.205) determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_e} \quad (2.205)$$

O entreferro em cada perna é dado por:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (2.206)$$

Assim,

$$\Delta l_g = 0,03 \text{ mm}$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{Lseficaz}}{J_{\max}} \quad (2.207)$$

Seção do condutor  $S = 0,0657 \text{ cm}^2$ . Especifica-se fio 19AWG.

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (2.208)$$

$$diam = 0,078 \text{ cm}$$

Escolhe-se fio 22 AWG com uma seção de 0,003255 cm<sup>2</sup>

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{22}} \quad (2.209)$$

Assume-se: nf=3 fios em paralelo.

Dados finais do indutor:

L=480 μH      N=30 espiras      3 fios 22AWG em paralelo      Δlg = 0,03 mm

### 2.9.5 – Dimensionamento do Transformador

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$P_s = 600W$	$f_s = 25 \text{ kHz}$	$I_{ef} = 2,3 \text{ A}$
$K_u = 0,4$	$B_{max} = 0,25 \text{ T}$	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
$K_p = 0,4$	$K_t = 1$	$V_{min} = 400 \text{ V}$
$n = 0,25$	$I_{sef} = 6,5 \text{ A}$	

Onde:

- $P_s$ : Potência do transformador;
- $f_s$ : Frequência de comutação;
- $K_u$ : Fator de utilização da janela do núcleo;
- $K_p$ : Fator de utilização do primário;
- $K_t$ : Fator de topologia;
- $I_{ef}$ : Corrente eficaz no primário;
- $I_{sef}$ : Corrente eficaz no secundário;
- $B$ : Densidade máxima de fluxo magnético;
- $J_{max}$ : Densidade máxima de corrente;
- $V_{min}$ : Tensão mínima aplicada ao primário;
- $n$ : Relação de transformação.

O produto das áreas da janela e da seção transversal é determinado pela expressão:

$$A_e A_w = \left( \frac{P_s \cdot 10^4}{K_p \cdot K_u \cdot K_t \cdot f_s \cdot B \cdot J_{max}} \right)^{1.31} \quad (2.210)$$

$$A_e A_w = 16,7 \text{ cm}^4$$

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE65/26 .

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_e = 5,31 \text{ cm}^2$$

O número de espiras do primário é determinado pela seguinte expressão:

$$N_p = \frac{V_{\min}}{2 \cdot B \cdot A_e \cdot f_s \cdot 10^{-4}} \quad \text{Assim:} \quad (2.211)$$

$$N_p = 60 \text{ espiras}$$

Determina-se a seção do condutor utilizado no primário:

$$S_p = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (2.212)$$

Seção do condutor  $S_p = 0,065 \text{ cm}^2$  fio 19 AWG

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (2.213)$$

$$\text{diam} = 0,078 \text{ cm}$$

Escolhe-se fio 22 AWG  $S_{22} = 0,003255 \text{ cm}^2$

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$n_{fp} = \frac{S}{S_{22}} \quad (2.214)$$

Assume-se:  $n_f = 3$  fios em paralelo.

O número de espiras do secundário pode ser determinado por:

$$N_s = n \cdot N_p \quad (2.215)$$

$$N_s = 15$$

O número de fios que compõe o cabo pode ser determinado da mesma forma que o primário e resulta em:

$$n_{fs} = 7$$

Dados finais do transformador:

Núcleo EE 65-26 Thornton

Primário: 60 espiras de cabo composto de 3 fios 22 AWG em paralelo.

Secundário: 30 espiras de cabo composto de 7 fios 22 AWG em parale com tap central

### 2.9.6 – Circuito de comando dos Interruptores

Para comandar os dois interruptores foram construídos dois comandos isolados por optoacopladores, acionados por um circuito gerador de tempo morto ajustável, conforme apresentado na Fig 2.47.

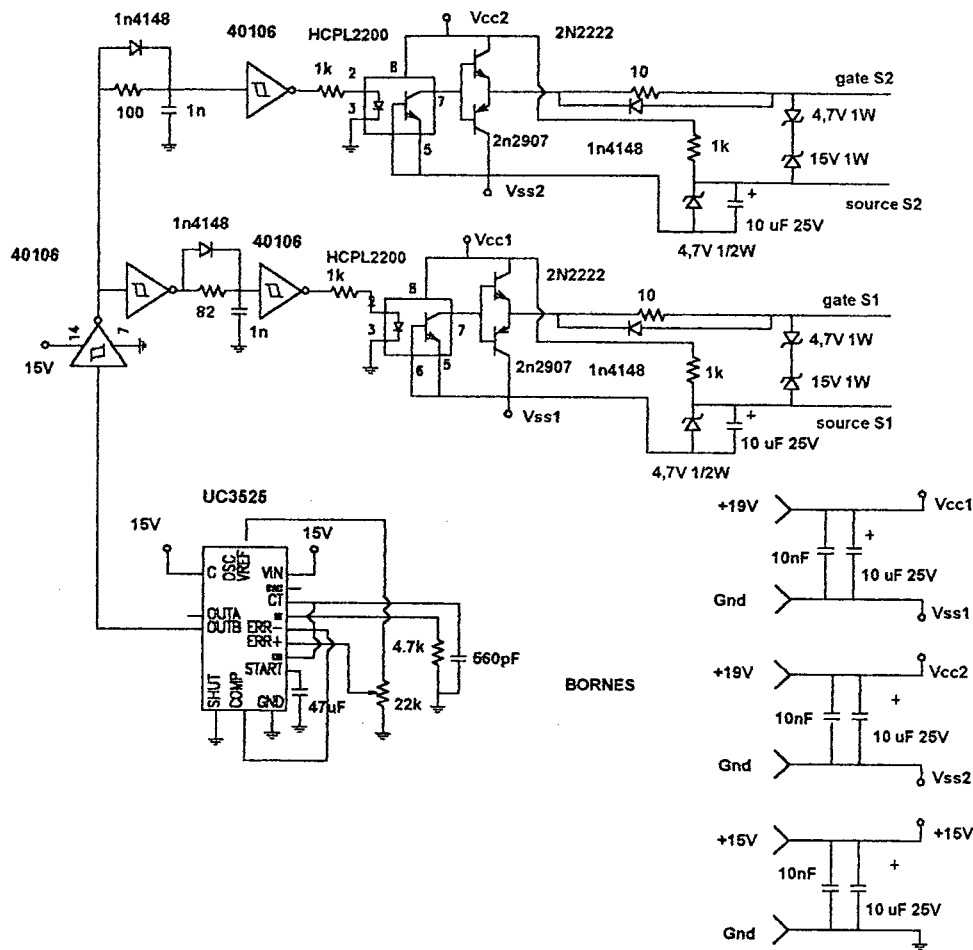


Fig. 2.47 – Diagrama de comando do conversor.

Na Fig. 2.47 pode-se observar o gerador de tempo morto, onde o circuito é composto de porta inversoras CMOS com histerese, tipo 40106. A correta combinação de valores dos resistores e dos capacitores determina o tempo morto final. Estão representados os optoacopladores (um para cada interruptor). A função do opto é promover a isolamento galvânica entre o circuito de controle do inversor e as altas tensões a que os interruptores são submetidos. A configuração tem como objetivo propiciar uma melhor dinâmica à estrutura pois ela deve operar com variações de razão cíclica entre 0 e 1. Outra característica desta estrutura é que o interruptor é bloqueado por tensão negativa, o que melhora a confiabilidade do comando.

O sinal com largura de pulso variável para o acionamento dos interruptores é gerado por um circuito integrado dedicado tipo 3525. A freqüência de comutação foi fixada em 25 kHz e a razão cíclica é ajustada por um potenciômetro.

## 2.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais de um protótipo de laboratório projetado conforme apresentado no item 2.9.

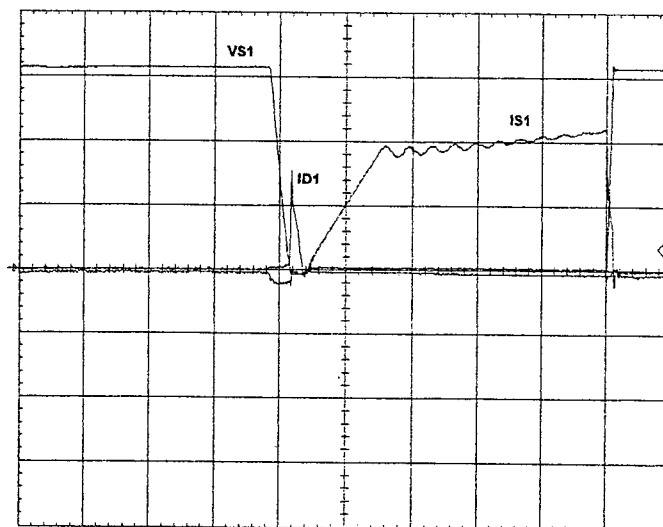
As eventuais indutâncias parasitas introduzidas pelos cabos de entrada são incorporadas a indutância  $L_e$ . A indutância de dispersão do primário é englobada pela indutância ressonante  $L_d$ , esta indutância foi medida com auxílio de uma ponte RLC e mediu-se aproximadamente  $10 \mu\text{H}$ . Este valor deve ser subtraído do indutor  $L_d$ . As indutâncias de dispersão dos secundários provocam sobretensões nos diodos retificadores e geram a necessidade de circuitos grampeadores passivos (R, C e D).

Os entreferros dos indutores foram ajustados com o auxílio da ponte HP 4262A.

### 2.10.1 – Formas de onda

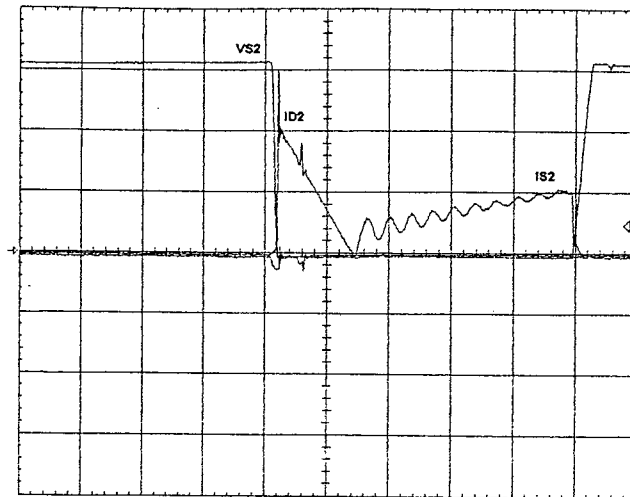
Consegue-se a condição nominal do conversor ( $V_e = 400\text{V}$ ;  $V_s = 60\text{V}$ ;  $I_s = 10\text{A}$ ) com razão cíclica 0,45. Com o auxílio do osciloscópio Tektronix TDS são feitas aquisições das formas de onda da estrutura.

Em primeiro lugar são mostradas as formas de onda dos interruptores principais:  $S_1$  e  $S_2$ , respectivamente Fig. 2.48 e Fig. 2.49. Chama a atenção a ocorrência de comutações suaves nos dois dispositivos. Observa-se que a tensão máxima sobre estes interruptores está limitada a tensão  $V_{C1}$ .  $S_1$  conduz uma corrente maior, mas a forma da corrente do diodo  $D_2$  denota maior devolução de energia à fonte.



$V_{S1} - 250 \text{ V/div}$   $4 \mu\text{s/div}$   $I_{S1} - 2 \text{ A/div}$   $I_{D1} - 0,5 \text{ A/div}$

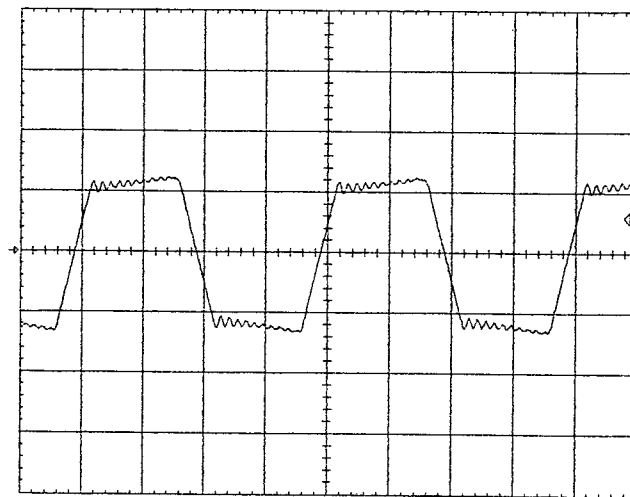
Fig. 2.48 – Tensão e corrente através do interruptor  $S_1$ .



$V_{s2} - 250 \text{ V/div}$   $4 \mu\text{s/div}$   $I_{S2} - 1 \text{ A/div}$   $I_{D2} - 2 \text{ A/div}$

Fig. 2.49 – Tensão e corrente através do interruptor S2.

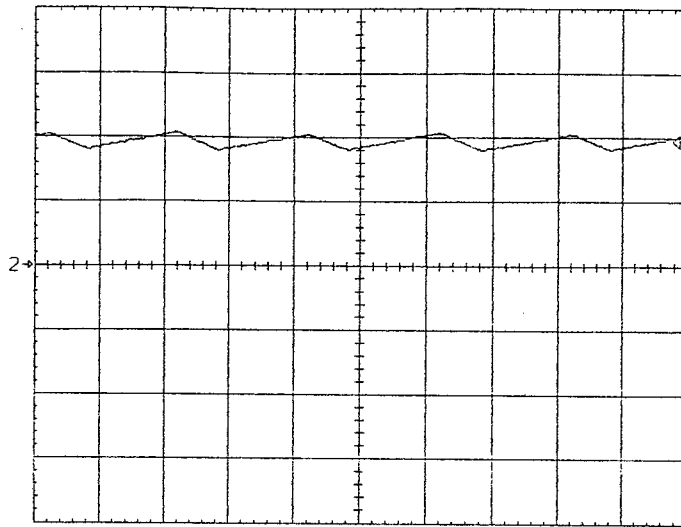
Deve-se observar nas Fig. 2.48 e Fig. 2.49 que por se tratar de um interruptor de potência tipo IGBT, as correntes do interruptor e do diodo podem ser dissociadas.



$I_{Ld} - 2 \text{ A/div}$   $10 \mu\text{s/div}$

Fig. 2.50 – Corrente através do indutor de ressonância  $L_d$ .

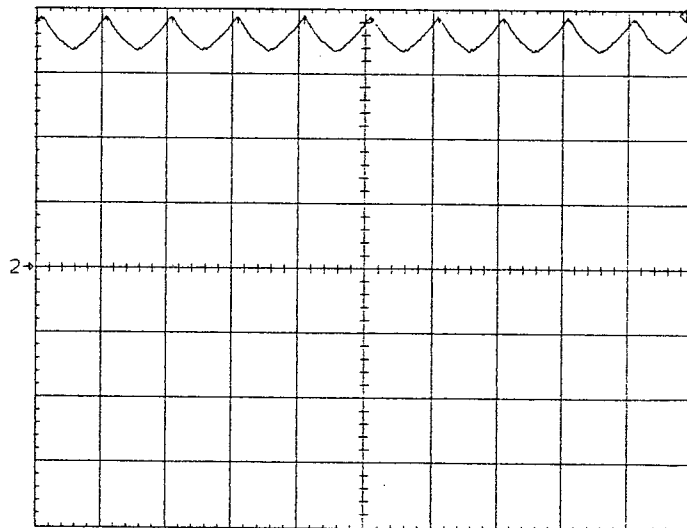
Na Fig. 2.50 apresenta-se a corrente no indutor  $L_d$ , onde pode-se notar que esta corrente tem simetria devido a operação do conversor com razão cíclica próxima de 0,5. Isto ocorre pelo fato de que as tensões aplicadas ao filtro de saída em D e em (1-D) são aproximadamente iguais.



$I_{L_s} - 5 \text{ A/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 2.51 – Corrente através do indutor de saída  $L_s$ .

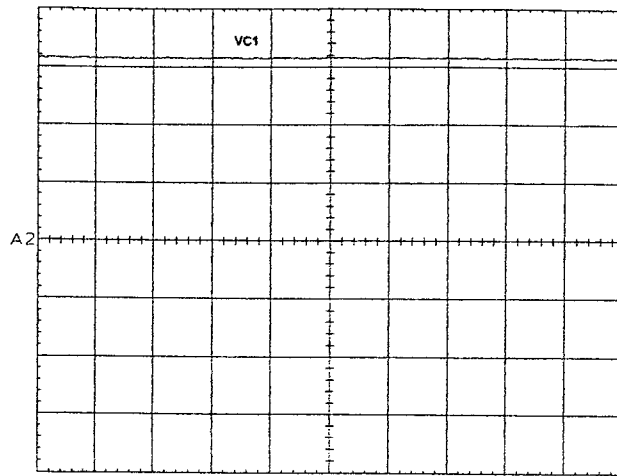
A ondulação da corrente do filtro de saída é mostrada na Fig. 2.51. Ela se mantém dentro dos níveis assumidos no projeto, com um valor de 1A de pico a pico. Da mesma forma, a corrente de entrada é apresentada na Fig. 2.52.



$I_{L_e} - 500 \text{ mA/div } 40 \mu\text{s/div}$

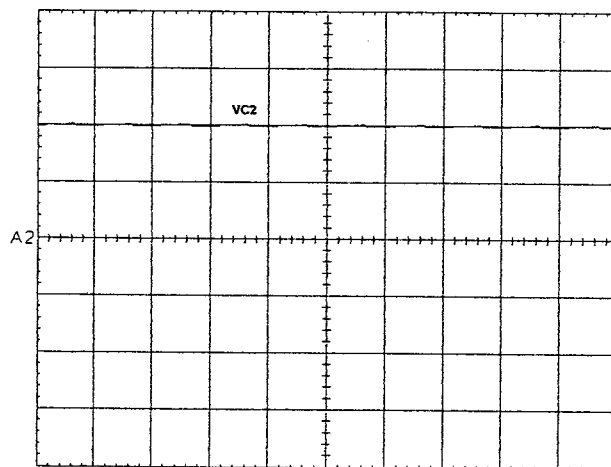
Fig. 2.52 – Corrente através do indutor de entrada  $L_e$ .

Na Fig. 2.53 apresenta-se a tensão de grameamento dos interruptores  $V_{C1}$ . O valor encontrado é bem próximo ao calculado. Pequenas sobretensões podem ocorrer devido as indutâncias parasitas deste laço.



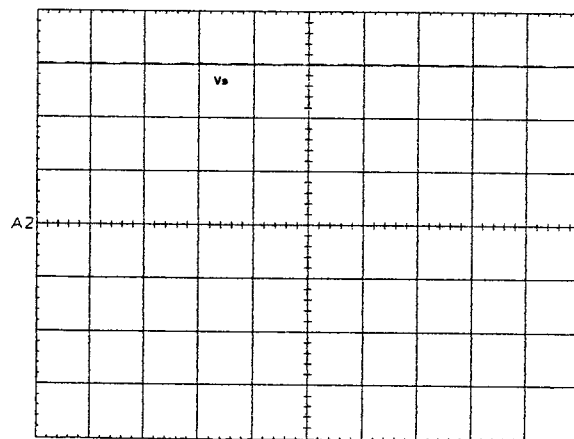
$V_{C1} - 250 \text{ V/div } 40\mu\text{s/div}$

Fig. 2.53 – Tensão de grameamento  $V_{C1}$ .



$V_{C2} - 200 \text{ V/div } 40\mu\text{s/div}$

Fig. 2.54 – Tensão no capacitor  $C_2$  ( $V_{C2}$ ).

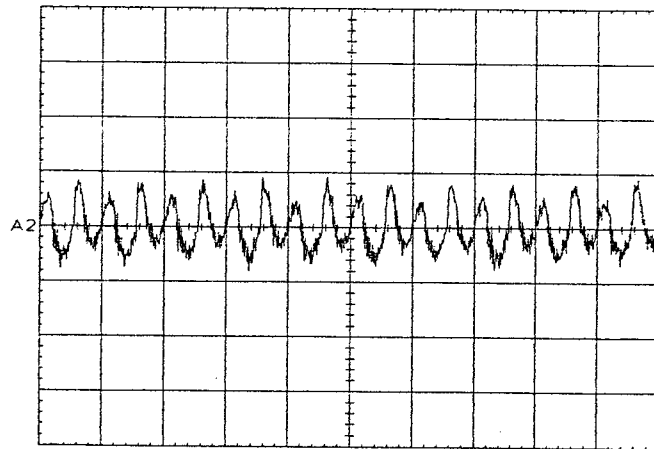


$V_S - 20 \text{ V/div } 5\mu\text{s/div}$

Fig. 2.55 – Tensão de saída  $V_S$ .

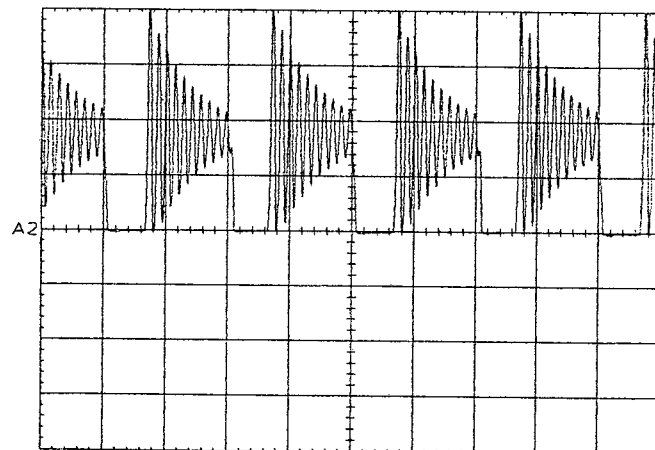


A tensão sobre o capacitor  $C_S$  é ilustrada na Fig. 2.55 e sua ondulação na Fig. 2.56. Salienta-se que o valor médio desta tensão, 60V, está de acordo com o previsto teoricamente para a razão cíclica em questão. A ondulação, no valor de 600 mV, é o valor projetado apesar do valor comercial do capacitor ser maior que o calculado. De forma semelhante, a tensão sobre  $C_2$  se encontra representada na Fig. 2.54. O valor médio desta tensão mostrou-se praticamente igual ao valor médio de  $V_e$ , conforme esperado.



$V_s - 500 \text{ mV/div } 40 \mu\text{s/div}$

Fig. 2.56 – Ondulação de tensão no capacitor  $C_S$ .

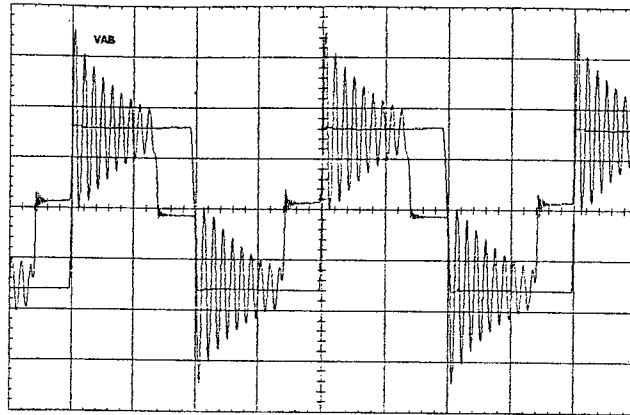


$V_f - 50 \text{ V/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 2.57 – Tensão na entrada do filtro de saída.

Na Fig. 2.57 apresenta-se a tensão aplicada sobre o filtro de saída. Salientam-se os intervalos de curto-circuito, referentes a condução simultânea dos diodos retificadores, nos quais são perceptíveis as pequenas tensões aplicadas sobre o filtro.

Na Fig. 2.58 apresenta-se a tensão aplicada ao primário do transformador comparado com a tensão aplicada ao conjunto transformador+indutância ressonante ( $V_{ab}$ ). Salientam-se, durante os intervalos de curto-circuito, que a tensão é totalmente aplicada sobre a indutância  $L_d$ .



$V_{AB}/V_p - 250 \text{ V/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 2.58 – Tensões no primário do transformador -  $V_{AB}$ .

### 2.10.2 - Curva de rendimento

A curva de rendimento, mostrada na Fig. 2.59, é obtida a partir da razão entre a potência de saída e a de entrada do sistema, mantendo-se a tensão de alimentação fixa em seu valor nominal. Uma vez que a operação é em malha aberta, a cada novo ponto de observação a razão cíclica deve ser ajustada para que a tensão de saída esteja também em seu valor nominal. O rendimento se mostra na faixa de 92% em uma larga faixa de potências de saída apesar da perda de comutação completamente ZVS para potências abaixo da nominal. O máximo valor observado é 93,2%, com  $P_s = 450\text{W}$ . Transfere-se à carga 92,8% da potência de entrada na condição nominal. Estes valores são considerados bons, levando-se em conta o fato de a estrutura ser em meia-ponte.

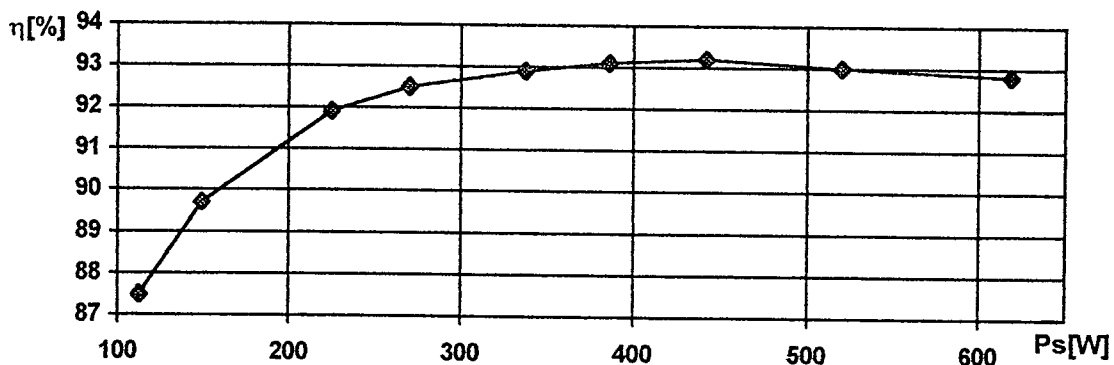


Fig. 2.59 – Curva de rendimento em função da potência de saída.

### 2.10.3 - Característica de saída

A característica de saída experimental é traçada fazendo-se o conversor operar à razão cíclica constante e tensão de entrada nominal, variando-se a carga. Os resultados assim conseguidos são apresentados na Fig. 2.60. Observa-se uma boa proporcionalidade entre

a queda de tensão  $\Delta V$  e a corrente demandada pela carga, originando curvas semelhantes às previstas teoricamente.

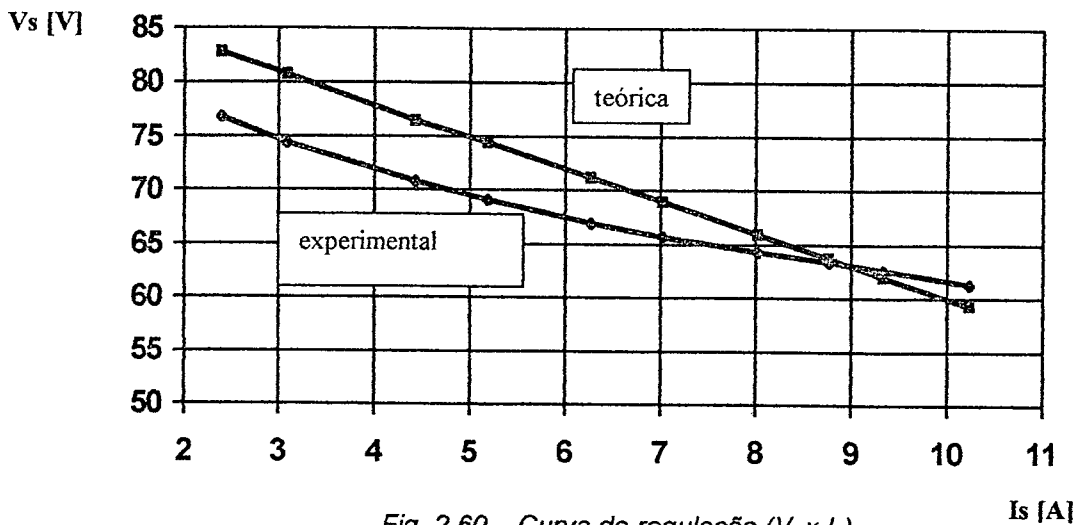


Fig. 2.60 – Curva de regulação ( $V_s \times I_s$ ).

## 2.11– CONCLUSÕES

Utilizando-se as técnicas para síntese de novas topologias este capítulo introduz um novo conversor isolado com baixa ondulação de corrente. Da análise teórica podem-se estabelecer as seguintes conclusões:

O conversor opera em dois modos de funcionamento, elevador ou abaixador, dependendo da razão cíclica de trabalho dos interruptores. Os dois modos de trabalho têm uma característica de transferência única, não existindo nenhum tipo de transição na passagem de uma característica para a outra.

Embora o circuito apresentado neste trabalho tenha um interruptor, um diodo e um capacitor a mais que o conversor Cuk convencional, as características de isolamento, grampeamento de tensão e comutação suave adicionadas, tornam esta topologia muito interessante.

A viabilidade do conversor que foi confirmada por simulação numérica, a simplicidade da estrutura, aliada a níveis controlados de esforços de corrente e tensão a que os interruptores são submetidas, torna este conversor adequado para aplicações onde os níveis de EMI são restrições, ou simplesmente onde grandes ondulações de corrente sejam indesejadas.

A partir do protótipo montado em laboratório alimentando a demanda nominal de carga, foram obtidas as formas de onda que caracterizaram o funcionamento da estrutura. Estes resultados, bem como a característica de saída em malha aberta, validaram o modelamento matemático, tendo demonstrado bastante concordância com os resultados das simulações.

## CAPÍTULO 3

### CONVERSOR CC-CC PONTE-COMPLETA ISOLADO PWM ZVS COM BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA

#### 3.1 – INTRODUÇÃO

O conversor apresentado no Capítulo anterior tem como principal desvantagem a tensão de grampeamento. Esta tensão tem valor igual a duas vezes a tensão  $V_e$  quando operando com razão cíclica igual a 0,5 (supondo relação de transformação 1:1). Deseja-se nesta pesquisa um conversor CC-CC com as mesmas características do conversor original porém com os interruptores de potência submetidos a menores níveis de tensão. A solução proposta nesta pesquisa pode atender a estas especificações com uma estrutura simples, apesar da adição de 2 interruptores conforme se pode observar na Fig.3.1.

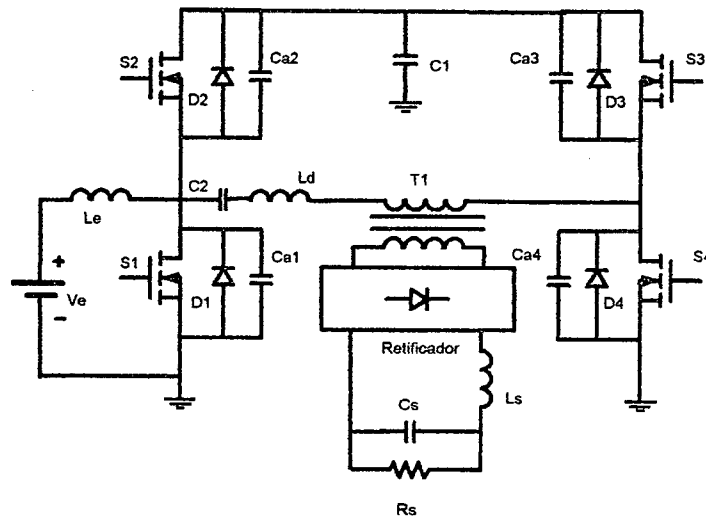


Fig.3.1 - Diagrama do conversor CC-CC proposto.

#### 3.2 – ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO SIMPLIFICADA

##### 3.2.1 – Operação Idealizada.

Na Fig. 3.2 pode-se observar a topologia proposta com as respectivas tensões e correntes relevantes para o funcionamento do circuito.

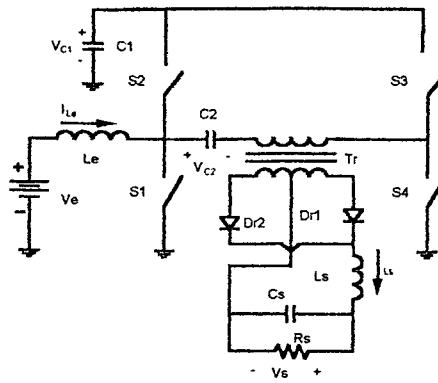


Fig. 3.2 – Topologia proposta.

Etapas de funcionamento:

**Etapa 1 –  $[t_0, t_1]$**  Os interruptores de potência S1 e S3 estão conduzindo a corrente de carga. O interruptor S1 conduz a corrente  $I_{Le} + I_{Ls} + I_m$  enquanto S3 conduz  $I_{Ls} + I_m$ . A tensão aplicada ao primário do transformador é a tensão  $V_{C1} - V_{C2}$ . O transformador foi substituído pela sua respectiva indutância magnetizante e considera-se a relação de transformação unitária.

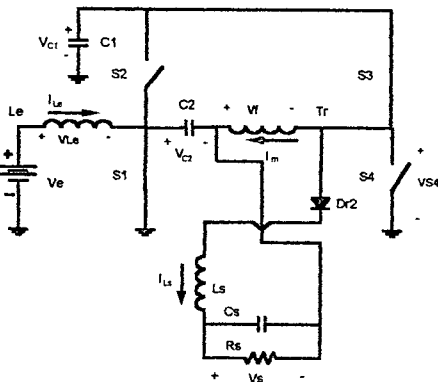


Fig.3.3 – Primeira etapa de operação.

**Etapa 2 –  $[t_1, t_0]$**  O interruptor de potência S2 está conduzindo a corrente  $I_{Le} - I_{Ls} + I_m$ . S4 está conduzindo a corrente  $-I_{Ls} + I_m$ . A tensão aplicada ao primário do transformador é a tensão  $-(V_{C1} - V_{C2})$ .

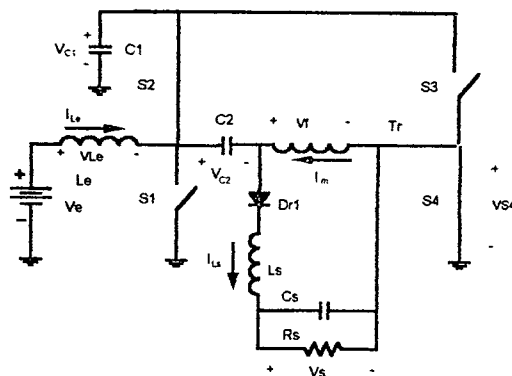


Fig.3.4 – Segunda etapa de operação.

Na Fig.3.5 pode-se observar as formas de onda ideais para as principais tensões e correntes do circuito. Idealmente foram desconsideradas as ondulações de tensão e de corrente. Sendo  $V_f$  a tensão aplicada na entrada do retificador e filtro L-C de saída.

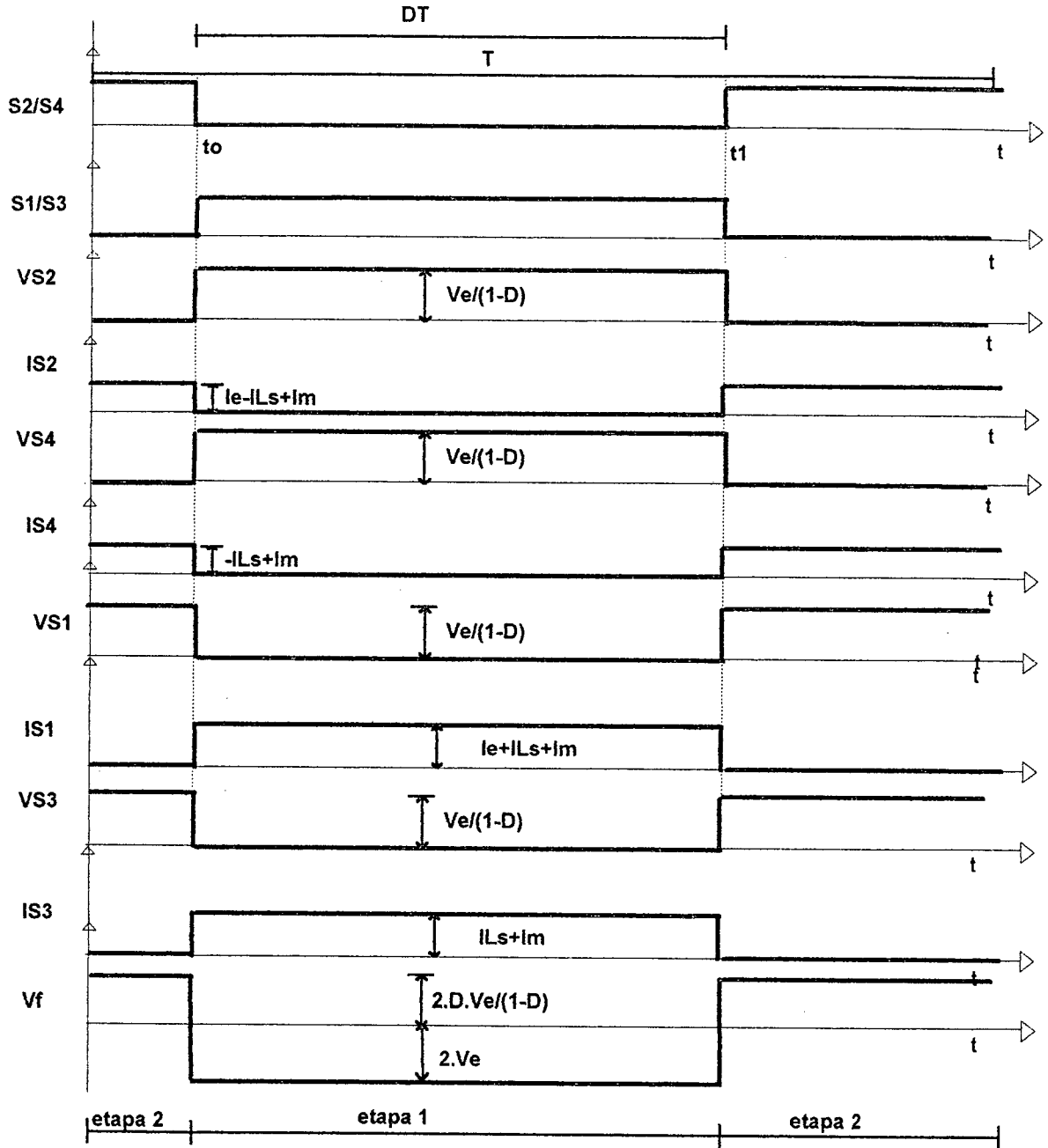


Fig.3.5 – Formas de onda ideais.

### 3.2.2 - Ganho estático

Analisando-se as malhas do ponto de vista das tensões médias tem-se:

$$q = \frac{V_s}{V_e} \quad (3.1)$$

A partir da malha  $V_e/L_e/C_2/L_m/S_4$  tem-se:

$$-V_e + V_{L_e} + V_{C_2} + V_{L_m} + V_{S_4} = 0 \quad (3.2)$$

As tensões médias nos indutores podem ser consideradas nulas para a operação em regime.

$$V_{L_e} = 0 \quad (3.3)$$

$$V_{L_m} = 0 \quad (3.4)$$

Observando-se a malha  $V_e/L_e/S_1$  em um período de funcionamento do conversor e considerando-se que a tensão média em  $S_1$  deve ser igual a  $V_e$ , pode-se determinar o valor de  $V_{C_1}$ :

$$V_{S_1} = V_e = (1-D) \cdot V_{C_1} \quad (3.5)$$

Isolando  $V_{C_1}$  obtém-se:

$$V_{C_1} = \frac{V_e}{1-D} \quad (3.6)$$

A tensão média no interruptor  $S_4$  é igual a  $V_e/(1-D)$  durante o período  $D.T$  e zero durante o intervalo  $(1-D).T$ , portanto o valor médio da tensão sobre o interruptor  $S_4$  é:

$$V_{S_4} = \frac{D \cdot V_e}{1-D} \quad (3.7)$$

Substituindo-se (3.3), (3.4) e (3.7) em (3.2) resulta:

$$V_{C_2} = \frac{V_e \cdot (1-2 \cdot D)}{(1-D)} \quad (3.8)$$

Supondo  $D.T$  o período em que  $S_1$  conduz e  $(1-D).T$  o período em que  $S_2$  conduz.

Em  $D.T$ :

$$V_f = 2 \cdot V_e \quad (3.9)$$

Em  $(1-D).T$ :

$$V_f = V_{C_1} - V_e = -\frac{2 \cdot D \cdot V_e}{1-D} \quad (3.10)$$

No período de comutação  $T$ :

$$V_s = D \cdot |V_f| + (1-D) \cdot |V_f| \quad (3.11)$$

$$V_s = 2 \cdot D \cdot V_e + (1-D) \cdot \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.12)$$

Portanto:

$$V_s = 4 \cdot D \cdot V_e \quad (3.13)$$

Portanto o ganho estático do conversor pode ser representado por uma reta, conforme Fig. 3.6.

$$q = 4 \cdot D \quad (3.14)$$

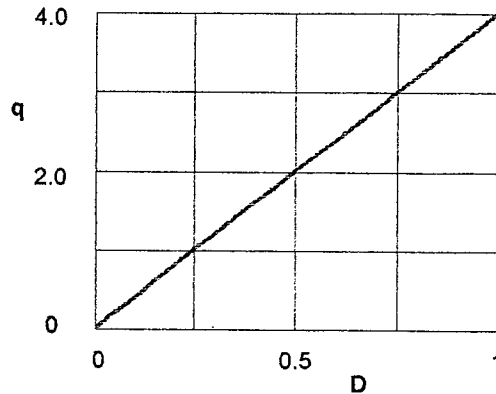


Fig. 3.6 – Ganho estático.

Outra relação importante para o comportamento global do conversor é a tensão de grampeamento  $V_{C1}$ , conforme pode ser observado na Fig. 3.7.

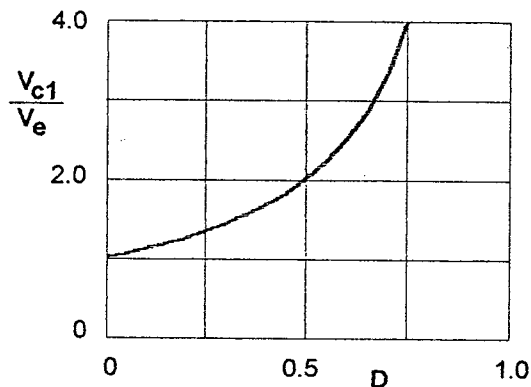


Fig. 3.7 – Tensão de grampeamento  $V_{C1}$ .

A tensão  $V_{C1}$  determina a sobretensão a que os interruptores de potência ficarão submetidos quando em funcionamento. Observando-se as Fig. 3.6 e Fig. 3.7 nota-se que para uma operação com razão cíclica entre 0 e 0,5, a tensão de saída varia de 0 a  $2V_e$  e a tensão de grampeamento varia entre 0 e  $2 \cdot V_e$ . Estes valores tornam a estrutura muito interessante por limitar a tensão nos interruptores a duas vezes a tensão de entrada. Deve-se notar que a relação de transformação do transformador adotada é 1:1.



### 3.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO ZVS

Para facilitar o equacionamento da estrutura, algumas considerações preliminares foram feitas:

- Componentes ideais;
- Relação de transformação de  $T_r$  unitária;
- Ondulação de corrente em  $L_e$  nula;
- Ondulação de corrente em  $L_s$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C1$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C2$  nula;
- Em benefício da clareza da explicação o conjunto transformador ( $T_r$ ) com ponto médio/retificador foi substituído pelo modelo T ( $L_m$  e  $L_d$ ) do transformador e uma ponte retificadora.

O resultado pode ser observado na Fig.3.8.

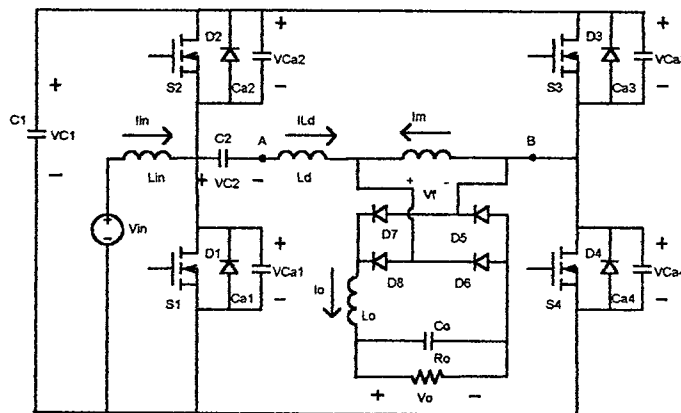


Fig.3.8 – Esquema do conversor CC-CC utilizado para equacionamento.

O funcionamento da estrutura pode ser descrito em 11 etapas de operação, descritas a seguir:

**Primeira etapa –  $t_0 < t < t_1$  – Etapa de transferência de energia para a carga.**

Durante esta etapa ocorre transferência de energia para a carga. Através do indutor  $L_d$  circula a diferença entre as correntes  $I_{Ls}$  e  $I_m$ . Entre os pontos A e B ( $V_{AB}$ ) é aplicada a tensão  $2.D.V_e / (1-D)$ , inteiramente absorvida pelo filtro de saída, o que faz com que a indutância magnetizante também receba energia neste intervalo. A ordem de bloqueio de S2 e S4 põe fim a esta etapa.

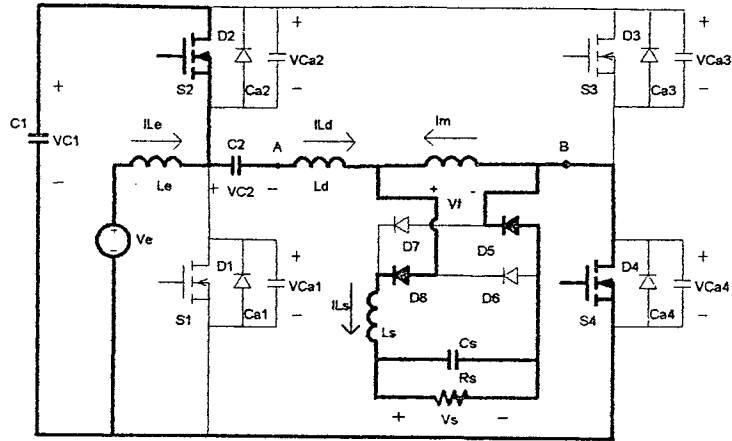


Fig. 3.9 – Etapa 1 – Transferência de energia para a carga.

Equacionamento para esta etapa:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = I_{Ls} - I_m \quad (3.15)$$

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.16)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.17)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.18)$$

$$V_{c2}(t) = \text{constante} = V_e \cdot \frac{(1-2 \cdot D)}{(1-D)} \quad (3.19)$$

$$V_{AB}(t) = V_f = \text{constante} = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.20)$$

**Segunda etapa –  $t_1 < t < t_2$  – Etapa linear do bloqueio de S2 e S4.**

S2 e S4 são bloqueados em  $t_1$ . Devido a inércia de tensão de  $C_{a2}$  e  $C_{a4}$  a comutação ocorre sob tensão nula. Impossibilitada de seguir fluindo através do interruptor, a corrente se transfere para os capacitores auxiliares  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ . A transição de estado destes capacitores ocorre com carga de  $C_{a2}$  e  $C_{a4}$  e descarga de  $C_{a1}$  e  $C_{a3}$ . A tensão  $V_{AB}$  é positiva, mantendo a polarização de D8 e D5. A carga/descarga dos capacitores se processa, portanto, com corrente constante e variações lineares das tensões. Esta etapa prossegue até que  $V_{AB}$  se anule.

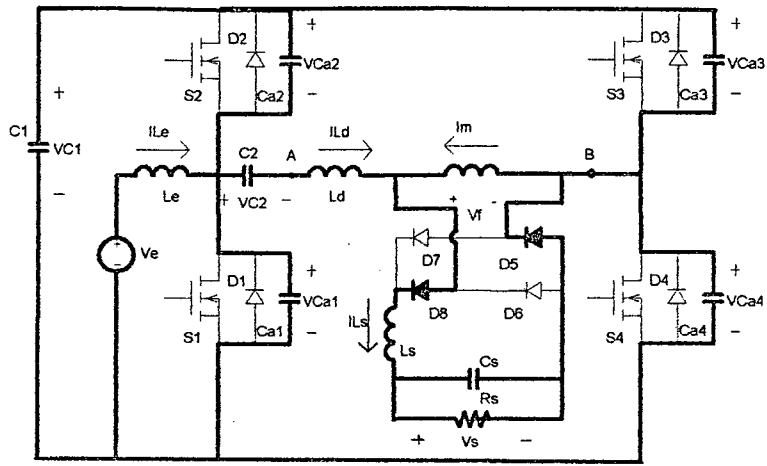


Fig.3.10 – Etapa 2 – Etapa linear do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t1) = V_{ca3}(t1) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.21)$$

$$V_{ca1}(t2) = V_{ca3}(t2) = V_e \quad (3.22)$$

$$V_{ca2}(t1) = V_{ca4}(t1) = 0 \quad (3.23)$$

$$V_{ca2}(t2) = V_{ca4}(t1) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.24)$$

$$V_{AB}(t1) = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.25)$$

$$V_{AB}(t2) = 0 \quad (3.26)$$

$$V_f(t1) = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.27)$$

$$V_f(t2) = 0 \quad (3.28)$$

Assim:

$$V_{ca1}(t) = \frac{V_e}{(1-D)} - \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{e1} + C_{e2} + C_{e3} + C_{e4}} \quad (3.29)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{e1} + C_{e2} + C_{e3} + C_{e4}} \quad (3.30)$$

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = (I_{Ls} - I_m) \quad (3.31)$$

**Terceira etapa –  $t_2 < t < t_3$  – Etapa ressonante do bloqueio de S2 e S4.**

Quando a tensão sobre o capacitor  $C_{a1}$  se iguala a  $V_{ca1} = V_e$ , a tensão entre os pontos A e B ( $V_{AB}$ ) se anula, tendendo a inverter-se. A configuração da ponte de diodos caracteriza  $I_{Ls}$  como receptor de energia, impossibilitando a manutenção da polarização anterior (D8-D5). Por outro lado,  $L_d$  impediria qualquer inversão instantânea do sentido da corrente. Desta maneira, a ponte é colocada em curto-circuito, absorvendo também a corrente  $I_m$ . Efetivamente, sob a ótica do conversor, entre os pontos A e B encontra-se somente o indutor  $L_d$ , carregado com corrente inicial ( $I_{Ls} - I_m$ ). Há transferência de energia do campo magnético de  $L_d$  para os capacitores, dando continuidade à transição de estado. Quando  $C_{a1}$  e  $C_{a3}$  estiverem descarregados esta etapa estará concluída.

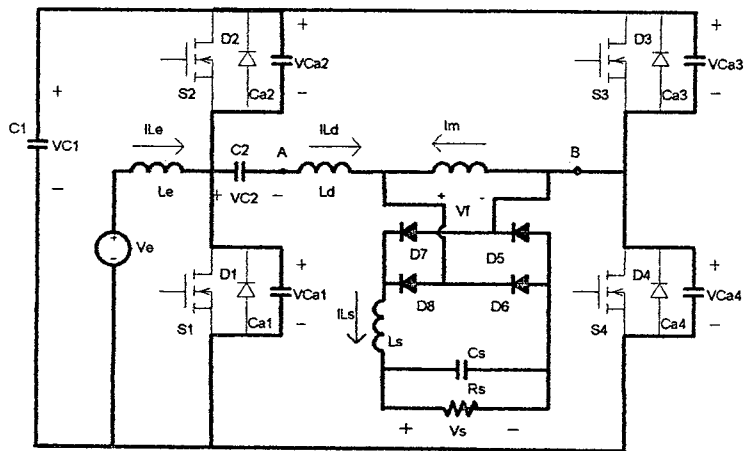


Fig.3.11 – Etapa 3 – Etapa ressonante do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_2) = V_{ca3}(t_2) = V_e \quad (3.32)$$

$$V_{ca1}(t_3) = V_{ca3}(t_3) = 0 \quad (3.33)$$

$$V_{ca2}(t_2) = V_{ca4}(t_2) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.34)$$

$$V_{ca2}(t_3) = V_{ca4}(t_3) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.35)$$

$$V_{AB}(t_2) = 0 \quad (3.36)$$

$$V_{AB}(t_3) = -2 \cdot V_e \quad (3.37)$$

$$V_r(t_2) = 0 \quad (3.38)$$

$$V_r(t_3) = 0 \quad (3.39)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}}} \quad (3.40)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4})}} \quad (3.41)$$

$$V_{ca1}(t) = V_e - (I_{Ls} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) \quad (3.42)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} + (I_{Le} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) \quad (3.43)$$

$$I_{Ld}(t) = (I_{Le} - I_m) \cdot \cos(w_o \cdot t) \quad (3.44)$$

**Quarta etapa –  $t_3 < t < t_4$  - Etapa de desmagnetização do indutor ressonante.**

Uma vez completada a transição de estado dos capacitores  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ , os diodos D1 e D3 entram em condução, grampeando as tensões de  $C_{a3}$  em nível zero e pondo fim a ressonância neste braço. Envia-se a ordem de comando de S1 e S3, os quais conduzem sob tensão nula. O instante  $t_4$  é definido como o instante em que  $I_{Ld}$  iguala-se a  $I_{Le}$ .

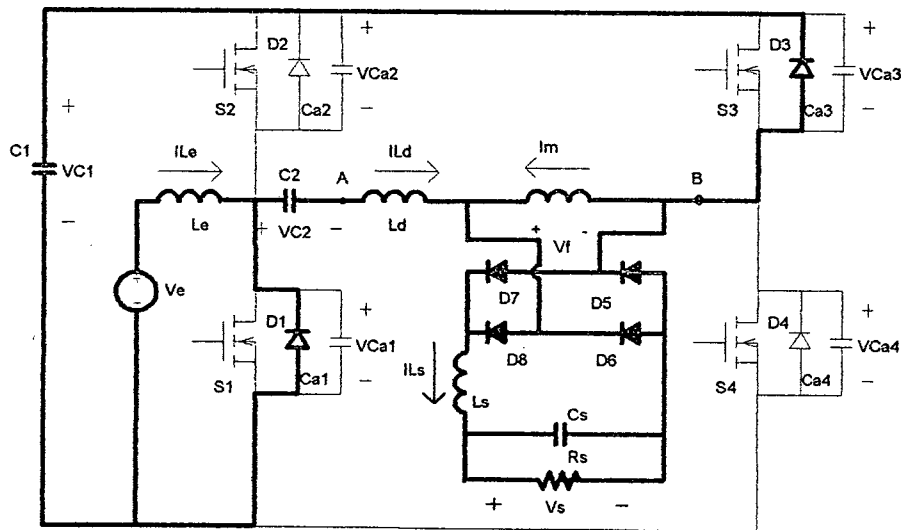


Fig.3.12 – Etapa 4 – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_3) = V_{ca3}(t_3) = 0 \quad (3.45)$$

$$V_{ca1}(t_4) = V_{ca3}(t_4) = 0 \quad (3.46)$$

$$V_{ca2}(t_3) = V_{ca4}(t_3) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.47)$$

$$V_{ca2}(t4) = V_{ca4}(t4) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.48)$$

$$V_{AB}(t3) = -2 \cdot V_e \quad (3.49)$$

$$V_{AB}(t4) = -2 \cdot V_e \quad (3.50)$$

$$V_f(t3) = 0 \quad (3.51)$$

$$V_f(t4) = 0 \quad (3.52)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Ld}(t3) - \frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (3.53)$$

**Quinta etapa –  $t4 < t < t5$  – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .**

Durante esta etapa  $L_d$  continua a se desmagnetizar porém agora através de S1 e D3. Esta etapa termina quando o indutor  $L_d$  estiver completamente desmagnetizado.

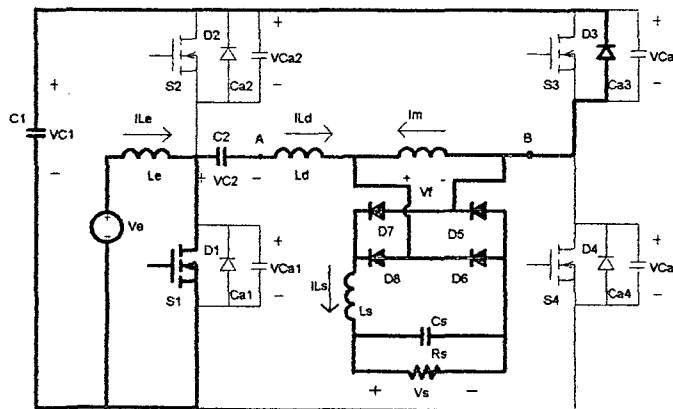


Fig.3.13 – Etapa 5 – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t4) = V_{ca3}(t4) = 0 \quad (3.54)$$

$$V_{ca1}(t5) = V_{ca3}(t5) = 0 \quad (3.55)$$

$$V_{ca2}(t4) = V_{ca4}(t4) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.56)$$

$$V_{ca2}(t5) = V_{ca4}(t5) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.57)$$

$$V_{AB}(t4) = -2 \cdot V_e \quad (3.58)$$

$$V_{AB}(t5) = -2 \cdot V_e \quad (3.59)$$

$$V_f(t4) = 0 \quad (3.60)$$

$$V_f(t5) = 0 \quad (3.61)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Le} - \frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (3.62)$$

**Sexta etapa –  $t5 < t < t6$  – Etapa de magnetização do indutor ressonante.**

Em  $t5$ , S1 e S3 encontram-se conduzindo. Há aplicação da tensão  $-2 \cdot V_e$  sobre o indutor  $L_d$ , que está descarregado. Em consequência, sua corrente apresenta um crescimento negativo linear. Esta etapa tem fim quando a corrente disponível no primário do trafo ideal, se iguala a corrente de saída  $I_{Ls}$ , ou seja  $I_{Ld} = -(I_{Ls} + I_m)$ .

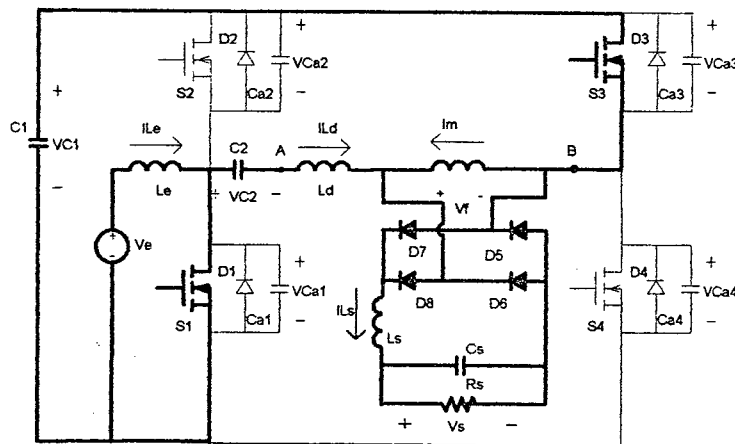


Fig.3.14 – Etapa 6 – Etapa de magnetização do indutor ressonante.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t5) = V_{ca3}(t5) = 0 \quad (3.63)$$

$$V_{ca1}(t6) = V_{ca3}(t6) = 0 \quad (3.64)$$

$$V_{ca2}(t5) = V_{ca4}(t5) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.65)$$

$$V_{ca2}(t6) = V_{ca4}(t6) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.66)$$

$$V_{AB}(t5) = -2 \cdot V_e \quad (3.67)$$

$$V_{AB}(t6) = -2 \cdot V_e \quad (3.68)$$

$$V_f(t5) = 0 \quad (3.69)$$

$$V_f(t6) = -2 \cdot V_e \quad (3.70)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = -\frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (3.71)$$

**Sétima etapa –  $t_6 < t < t_7$  – Etapa de acumulação de energia em  $L_e$ .**

No instante  $t_6$ , a corrente disponível no primário é igual a  $I_{Ls}$ . A divisão das correntes entre os diodos impõe o bloqueio de D8 e D5. O filtro de saída é colocado em série com  $L_d$  via D7-D6, absorvendo toda tensão  $-2 \cdot V_e$  e grampeando  $I_{Ld}$  no valor  $-(I_{Ls} + I_m)$ . Ocorre acumulação de energia no indutor de entrada. O sinal de bloqueio de S1 e S3 encerra esta etapa.

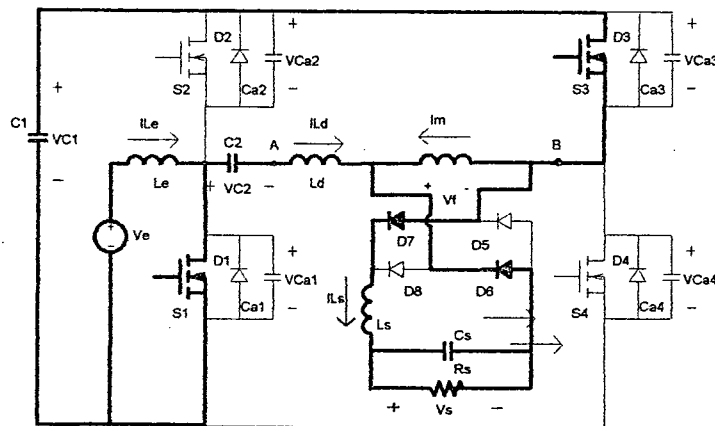


Fig.3.15 – Etapa 7 – Etapa de acumulação de energia em  $L_e$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = -(I_{Ls} + I_m) \quad (3.72)$$

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.73)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.74)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.75)$$

$$V_{c2}(t) = \text{constante} = V_e \cdot \frac{(1-2 \cdot D)}{(1-D)} \quad (3.76)$$

$$V_{AB}(t) = V_f = \text{constante} = -2 \cdot V_e \quad (3.77)$$



**Oitava etapa –  $t7 < t < t8$  – Etapa linear do bloqueio de S1.**

No instante  $t7$ , S1 e S3 são comandados para o bloqueio sob tensão nula. A corrente que por ele fluía é imediatamente transferida para os capacitores  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ , que iniciam nova transição de estado. Logo, o filtro de saída permanece conectado em série com  $L_d$ , tornando lineares as excursões das tensões nos capacitores. Esta condição se mantém até que a tensão  $V_{AB}$  se anule.

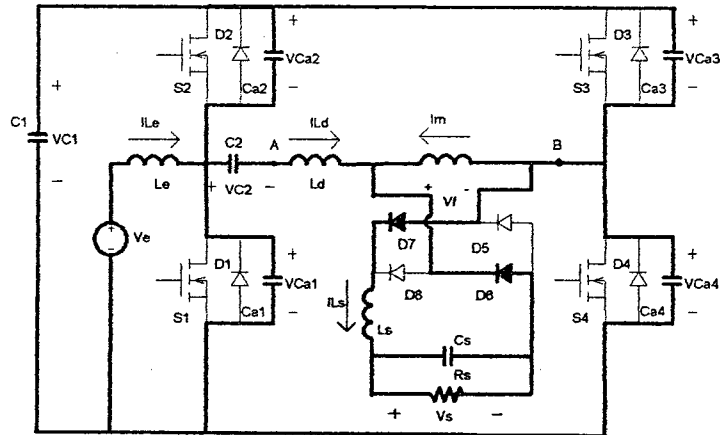


Fig.3.16 – Etapa 8 – Etapa linear do bloqueio de S1.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t7) = V_{ca3}(t7) = 0 \tag{3.78}$$

$$V_{ca1}(t8) = V_{ca3}(t8) = 2 \cdot V_e \tag{3.79}$$

$$V_{ca2}(t7) = V_{ca4}(t7) = \frac{V_e}{(1-D)} \tag{3.80}$$

$$V_{ca2}(t8) = V_{ca4}(t8) = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \tag{3.81}$$

$$V_{AB}(t7) = -2 \cdot V_e \tag{3.82}$$

$$V_{AB}(t8) = 0 \tag{3.83}$$

$$V_f(t7) = -2 \cdot V_e \tag{3.84}$$

$$V_f(t8) = 0 \tag{3.85}$$

Assim:

$$V_{ca1}(t) = \frac{(I_{Ls} + I_m + I_{Le}) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}} \tag{3.86}$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{V_e}{(1-D)} - \frac{(I_{Ls} + I_m + I_{Le}) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}} \tag{3.87}$$

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = -(I_{Ls} + I_m) \tag{3.88}$$

**Nona etapa –  $t_8 < t < t_9$  – Etapa ressonante do bloqueio de S1 e S3.**

Esta é a etapa ressonante que ocorre durante o bloqueio de S1 e S3. Após a tensão  $V_{AB}$  haver se anulado em  $t_8$ , a corrente disponível no primário tende a diminuir, colocando em curto a ponte de diodos. Sob a perspectiva do conversor, o ramo A-B se resume tão somente a  $L_d$ , analogamente a terceira etapa. Ocorre transferência de energia deste indutor assim como do indutor de entrada para os capacitores  $C_{a1}$ ,  $C_{a3}$ ,  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ . A presente etapa tem fim quando as tensões sobre  $V_{ca2}$  e  $V_{ca4}$  se anulam em  $t_9$ .

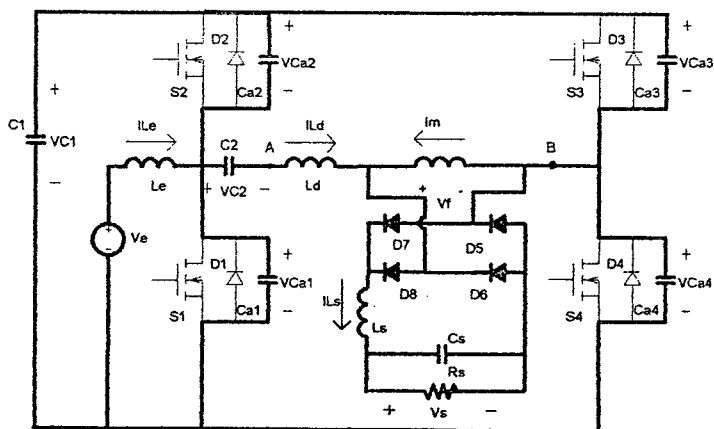


Fig.3.17 – Etapa 9 – Etapa ressonante do bloqueio de S1 e S3.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_8) = V_{ca3}(t_8) = V_e \quad (3.89)$$

$$V_{ca1}(t_9) = V_{ca3}(t_9) = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.90)$$

$$V_{ca2}(t_8) = V_{ca4}(t_8) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.91)$$

$$V_{ca2}(t_9) = V_{ca4}(t_9) = 0 \quad (3.92)$$

$$V_{AB}(t_8) = 0 \quad (3.93)$$

$$V_{AB}(t_9) = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.94)$$

$$V_r(t_8) = 0 \quad (3.95)$$

$$V_r(t_9) = 0 \quad (3.96)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}}} \quad (3.97)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4})}} \quad (3.98)$$

$$V_{ca1}(t) = V_e + (I_{Ls} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) + \frac{I_{Le} \cdot t}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}} \quad (3.99)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{D \cdot V_e}{(1-D)} - (I_{Ls} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) - \frac{I_{Le} \cdot t}{C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4}} \quad (3.100)$$

$$I_{Ld}(t) = -(I_{Ls} + I_m) \cdot \text{cos}(w_o \cdot t) \quad (3.101)$$

**Décima etapa –  $t9 < t < t10$  – Devolução de energia ao capacitor C1.**

A energia ainda restante no campo magnético de  $L_d$  é devolvida ao capacitor C1 via D2 e D4. Desta maneira, as tensões sobre S2 e S4 são grampeada em nível zero, possibilitando sua entrada em condução sob tensão nula. A corrente  $L_d$  sofre uma variação linear e, ao se tornar nula, demarca o final da etapa.

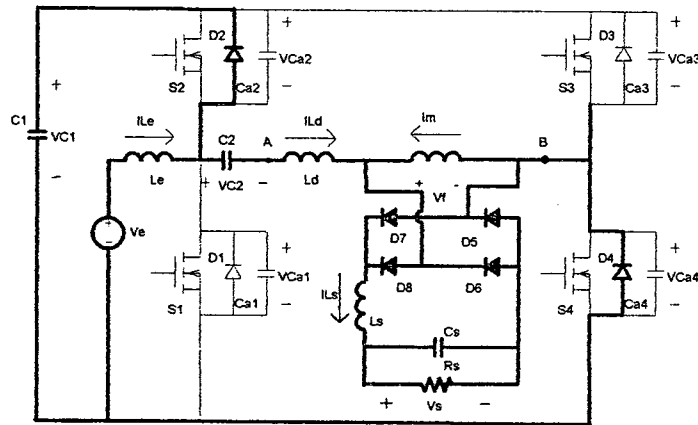


Fig.3.18 – Etapa 10 – Devolução de energia ao capacitor C1.

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.102)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.103)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.104)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.105)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Ld}(t9) - \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D) \cdot L_d} \cdot t \quad (3.106)$$

**Décima-primeira etapa –  $t_{10} < t < t_0$  – Etapa de magnetização do indutor ressonante.**

Após haver se anulado em  $t_{10}$ , a corrente através do indutor ressonante inverte seu sentido, ocorrendo um incremento linear, devido a aplicação da tensão  $2 \cdot D \cdot V_e / (1-D)$ . No instante em que a corrente  $I_{Ld}$  iguala-se a  $(I_{Ls} - I_m)$  esta etapa está concluída e o ciclo se repete.

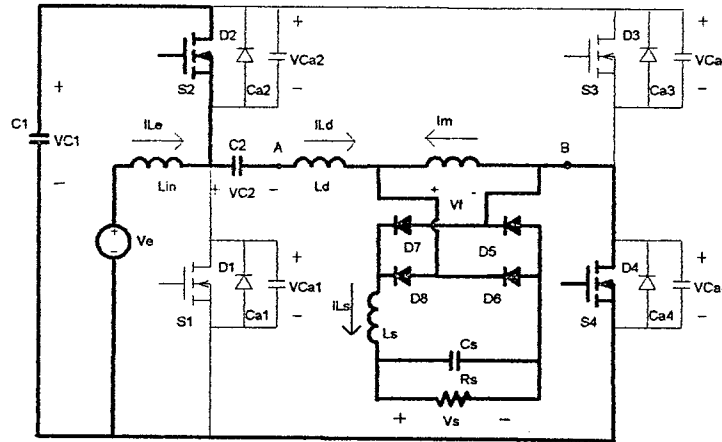


Fig.3.19 – Etapa 11 – Etapa de magnetização do indutor ressonante.

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3.107)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.108)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D)} \quad (3.109)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (3.110)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{(1-D) \cdot L_d} \cdot t \quad (3.111)$$

### 3.4 – CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A inclusão da indutância de dispersão no cálculo do ganho estático tem como consequência uma redução da razão cíclica efetiva do conversor. Durante os intervalos de mudança de sentido da corrente do indutor, os diodos da ponte retificadora permanecem em curto circuito, não havendo portanto transferência de energia para a carga. Como consequência, há uma redução na tensão de saída  $V_s$ , em relação àquela da estrutura da Fig. 3.2.

Desprezando-se os detalhes da transição das tensões dos capacitores  $C_{a1}$  a  $C_{a4}$ , as formas de onda podem se observadas na Fig. 3.20.

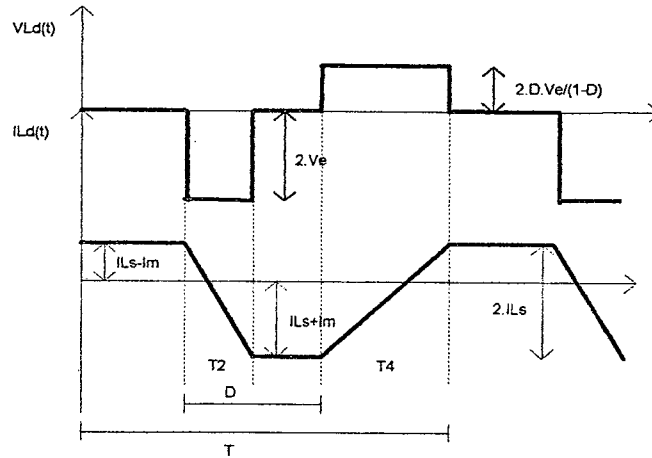


Fig. 3.20 – Tensão e corrente através  $L_d$  durante um período de funcionamento.

Os tempos de transição da corrente através da indutância de dispersão podem ser assim definidos:

$$T_2 = \frac{L_d \cdot I_{LS}}{V_e} \quad (3.112)$$

$$T_4 = \frac{L_d \cdot I_{LS} \cdot (1-D)}{V_e \cdot D} \quad (3.113)$$

Assim a tensão de saída média é dada por:

$$V_s = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_{T_2}^{DT} 2 \cdot V_e \cdot dt + \int_{DT+T_4}^T \frac{2 \cdot D \cdot V_e}{1-D} \cdot dt \right] \quad (3.114)$$

$$V_s = \frac{2}{T} \cdot \left\{ (DT - T_2) \cdot V_e + [(1-D) \cdot T - T_4] \cdot \frac{D \cdot V_e}{1-D} \right\} \quad (3.115)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = q = 4 \cdot D - \frac{4 \cdot L_d \cdot f_c \cdot I_{LS}}{V_e} \quad (3.116)$$

Este resultado prova que devido a derivada de corrente finita através do indutor ressonante, a tensão de saída do conversor não é independente da carga. A queda de tensão provocada por ela é dada por:

$$\Delta V = 4 \cdot I_{LS} \cdot f_c \cdot L_d \quad (3.117)$$

A característica de saída do conversor fica assim representada por retas decrescentes. O ganho estático é apresentado em função da corrente de saída normalizada  $I_{LSn}$  na Fig. 3.21 .

$$I_{Lsn} = \frac{4 \cdot I_{Ls} \cdot f_c \cdot L_d}{V_e} \quad (3.118)$$

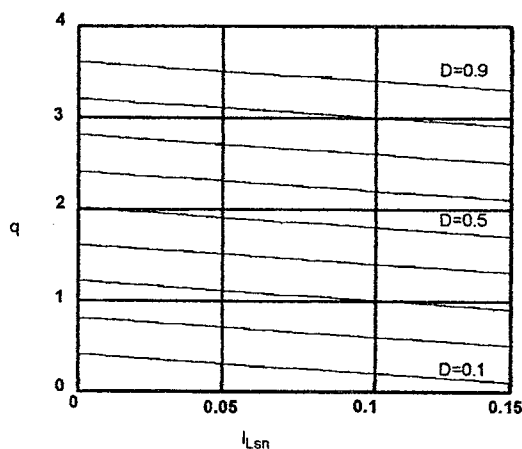


Fig. 3.21 – Característica de saída do conversor levando em conta a indutância ressonante.

### 3.4.1 Cálculo da corrente magnetizante $I_m$

A corrente circulante na indutância de dispersão é a mesma que atravessa o capacitor C2 pois os dois estão conectados em série. Em regime permanente, a corrente que passa pelo capacitor C2 deve ter um valor médio nulo, assim pode-se deduzir que o valor médio da corrente  $I_{Ld}$  deve ser igual a zero. Considerando-se também que durante o processo de transição de sentido da corrente  $I_{Ld}$  seu valor médio é igual a  $-I_m$  pode-se determinar facilmente uma expressão para  $I_m$ . Igualando-se a parcela positiva a parcela negativa tem-se que a soma dos tempos de transição é dada por:

$$T_2 + T_4 = \frac{L_D \cdot I_{Ls}}{D \cdot V_e} \quad (3.119)$$

Sendo o patamar negativo de corrente definido como  $I_{Ls} + I_m$ . E o patamar positivo como  $I_{Ls} - I_m$ .

Integrando-se a corrente magnetizante por um período de comutação e igualando o resultado a zero tem-se:

$$(I_{Ls} - I_m) \cdot [(1-D) \cdot T - T_4] = I_m \cdot (T_2 + T_4) + (I_{Ls} + I_m) \cdot (D \cdot T - T_2) \quad (3.120)$$

Assim :

$$I_m = I_{Ls} \cdot (1 - 2 \cdot D) - \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_D \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \quad (3.121)$$

Pode-se notar que a inclusão do efeito de transição na corrente  $I_{Ld}$  gera um termo subtraindo a expressão tradicional para a corrente magnetizante, em relação àquela da estrutura 3.2, sem a presença de  $L_d$ .

### 3.5 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES.

A partir da análise das etapas de funcionamento do circuito, podemos determinar as seguintes relações:

**Interruptor S1** – O interruptor S1 conduz durante o intervalo D conforme a Fig. 3.22.

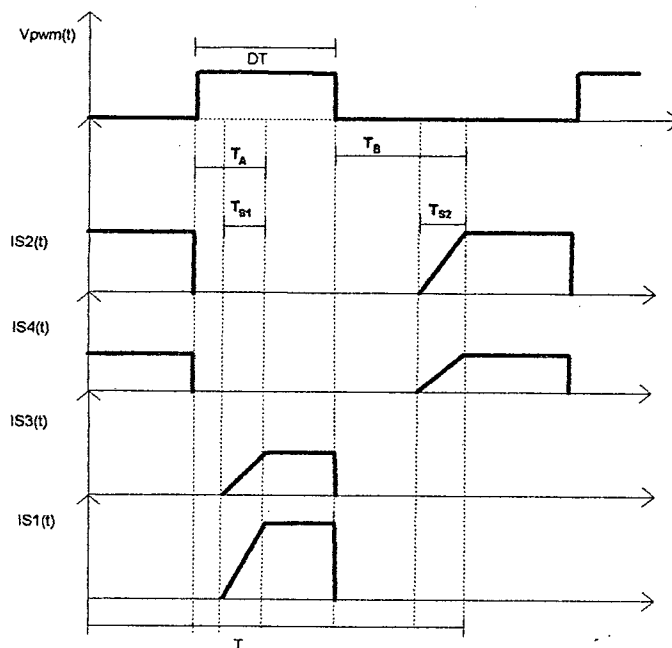


Fig. 3.22 – Corrente através dos interruptores S1 e S2 versus tempo.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S1}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S1} = \frac{L_D \cdot (I_{Le} + I_{Ls} + I_m)}{2 \cdot V_e} \quad (3.122)$$

No intervalo  $DT - T_A$  a corrente pode ser considerada constante e de valor igual a:

$$I_{S1} = I_{Le} + I_{Ls} + I_m \quad (3.123)$$

E o intervalo  $T_A$ :

$$T_A = \frac{L_D \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (3.124)$$

$$I_{S1} = I_{Ls} \cdot (q - 2 \cdot D + 2) - \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (3.125)$$

$$I_{S1med} = I_{Ls} \cdot \left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right) \cdot \left[ q - 2 \cdot D + 2 - \frac{I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right] \quad (3.126)$$

$$I_{S1ef} = I_{Ls} \cdot \sqrt{\left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right) \cdot \left[ q - 2 \cdot D + 2 - \frac{I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right]} \quad (3.127)$$

**Interruptor S2** - O interruptor S2 conduz durante o intervalo  $(1 - D)T$  conforme a Fig. 3.22.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S2}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S2} = \frac{L_D \cdot (I_{Ls} - I_{Le} - I_m) \cdot (1 - D)}{2 \cdot D \cdot V_e} \quad (3.128)$$

No intervalo  $(1 - D)T - T_B$  a corrente pode ser considerada constante e de valor igual a:

$$I_{S2} = I_{Ls} - I_{Le} - I_m \quad (3.129)$$

E o intervalo  $T_B$ :

$$T_B = \frac{L_D \cdot I_{Ls} \cdot (1 - D)}{V_e \cdot D} \quad (3.130)$$

$$I_{S2} = I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (3.131)$$

$$I_{S2med} = \left[ (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right] \cdot \left[ I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \quad (3.132)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\left( (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right) \cdot \left[ I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right]} \quad (3.133)$$

**Interruptor S3** - O interruptor S3 conduz durante o intervalo  $D$  conforme a Fig. 3.22.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S3}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S3} = T_{S1} = \frac{L_D \cdot (I_{Le} + I_{Ls} + I_m)}{2 \cdot V_e} \quad (3.134)$$

No intervalo  $DT - T_A$  a corrente pode ser considerada constante e de valor igual a:

$$I_{S3} = I_{Ls} + I_m \quad (3.135)$$

E o intervalo  $T_A$ :

$$T_A = \frac{L_D \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (3.136)$$



$$I_{S3} = I_{Ls} \cdot (2 \cdot D + 2) - \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (3.137)$$

$$I_{S3med} = I_{Ls} \cdot \left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right) \cdot \left[ 2 \cdot D + 2 - \frac{I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right] \quad (3.138)$$

$$I_{S3ef} = I_{Ls} \cdot \sqrt{\left( D - \frac{T_2}{T} + \frac{T_1}{2 \cdot T} \right)} \cdot \left[ 2 \cdot D + 2 - \frac{I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_e \cdot D} \right] \quad (3.139)$$

**Interruptor S4** - O interruptor S4 conduz durante o intervalo  $(1 - D)T$  conforme a Fig. 3.22.

Durante o intervalo de tempo  $T_{S2}$  a corrente cresce linearmente desde um valor nulo até atingir um patamar constante.

$$T_{S4} = T_{S2} = \frac{L_D \cdot (I_{Ls} - I_{Le} - I_m) \cdot (1 - D)}{2 \cdot D \cdot V_e} \quad (3.140)$$

No intervalo  $(1 - D)T - T_B$  a corrente pode ser considerada constante e de valor igual a:

$$I_{S4} = I_{Ls} - I_m \quad (3.141)$$

E o intervalo  $T_B$ :

$$T_B = \frac{L_D \cdot I_{Ls} \cdot (1 - D)}{V_e \cdot D} \quad (3.142)$$

$$I_{S2} = I_{Ls} \cdot 2 \cdot D + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \quad (3.143)$$

$$I_{S2med} = \left[ (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right] \cdot \left[ I_{Ls} \cdot 2 \cdot D + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \quad (3.144)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\left( (1 - D) - \frac{T_4}{T} + \frac{T_3}{2 \cdot T} \right)} \cdot \left[ I_{Ls} \cdot 2 \cdot D + \frac{I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \quad (3.145)$$

Definindo-se a variável  $\alpha$ , pode-se parametrizar as correntes nos interruptores.

$$\alpha = \frac{I_{Ls} \cdot L_D \cdot f_c}{V_e} \quad (3.146)$$

Existe um valor mínimo para a razão cíclica dependendo do valor de  $\alpha$  utilizado. Esta característica pode ser melhor entendida quando se observa a corrente sobre o capacitor C2. Para que existam os patamares de corrente e conseqüentemente haja transferência de energia para a carga é necessário que as seguintes condições sejam atingidas:

$$(1-D) > \frac{T_4}{T} \quad \text{e} \quad D > \frac{T_2}{T}$$

O resultado é:

$$D > 2 \cdot \alpha \quad (3.147)$$

Caso esta condição não seja atingida a corrente  $I_{c2}$  adquire o formato triangular, a ponte de diodos fica permanentemente em curto e não há transferência de energia para a saída.

A relação entre as tensões de entrada e saída fica definida como:

$$q = 4 \cdot D - 4 \cdot \alpha \quad (3.148)$$

A corrente de magnetização  $I_m$ :

$$I_m = I_{Ls} \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{D}\right) \quad (3.149)$$

Os tempos de comutação:

$$T_1 = \alpha \cdot T \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{D}\right) \quad (3.150)$$

$$T_2 = \alpha \cdot T \quad (3.151)$$

$$T_3 = \frac{\alpha^2 \cdot T \cdot (1-D)}{D^2} \quad (3.152)$$

$$T_4 = \frac{\alpha \cdot T \cdot (1-D)}{D} \quad (3.153)$$

E finalmente as correntes médias e eficazes normalizadas a que os interruptores estão submetidos:

$$\overline{I_{Sxmedio}} = \frac{I_{Sxmed}}{I_{Ls}} \quad (3.154)$$

$$\overline{I_{Sxeficaz}} = \frac{I_{Sxef}}{I_{Ls}} \quad (3.155)$$

$$\overline{I_{S1medio}} = \left[ \frac{2 \cdot D - \alpha + 2 \cdot D^2 - 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \left[ D - \alpha + \left( 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha + 2 - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right] \quad (3.156)$$

$$\overline{I_{S2medio}} = \frac{(2 \cdot D + 1) \cdot \alpha - 2 \cdot D^2}{D} \cdot \left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\} \quad (3.157)$$

$$\overline{I_{S3medio}} = \left[ \frac{2 \cdot D - 2 \cdot D^2 - \alpha + 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \left[ D - \alpha + \left( 2 - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right] \quad (3.158)$$

$$\overline{I_{S4medio}} = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot \alpha + 2 \cdot D^2}{D} \cdot \left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} + 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\} \quad (3.159)$$

$$\overline{I_{S1eficaz}} = \left[ \frac{2 \cdot D - \alpha + 2 \cdot D^2 - 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \sqrt{\left[ D - \alpha + \left( 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha + 2 - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right]} \quad (3.160)$$

$$\overline{I_{S2eficaz}} = \frac{(2 \cdot D + 1) \cdot \alpha - 2 \cdot D^2}{D} \cdot \sqrt{\left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\}} \quad (3.161)$$

$$\overline{I_{S3eficaz}} = \left[ \frac{2 \cdot D - 2 \cdot D^2 - \alpha + 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \sqrt{\left[ D - \alpha + \left( 2 - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right]} \quad (3.162)$$

$$\overline{I_{S4eficaz}} = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot \alpha + 2 \cdot D^2}{D} \cdot \sqrt{\left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} + 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\}} \quad (3.163)$$

Nas Fig.3.23 e Fig. 3.24 apresentam-se respectivamente as curvas normalizadas de  $I_{S1medio}$  e  $I_{S2medio}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

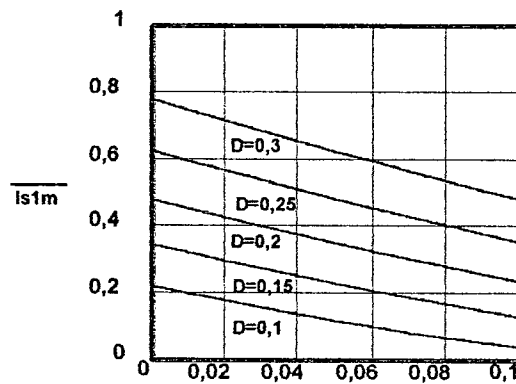


Fig.3.23 – Curvas normalizadas da corrente média através de S1 versus  $\alpha$ .

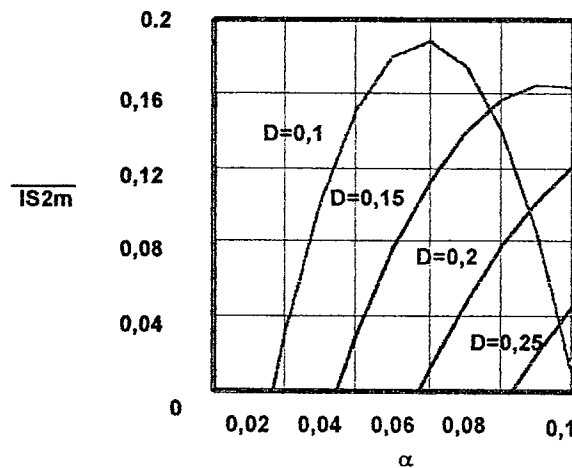


Fig. 3.24 – Curvas normalizadas da corrente média através S2 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 3.25 e Fig. 3.26 apresentam-se respectivamente as curvas normalizadas de  $I_{S3\text{médio}}$  e  $I_{S4\text{médio}}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

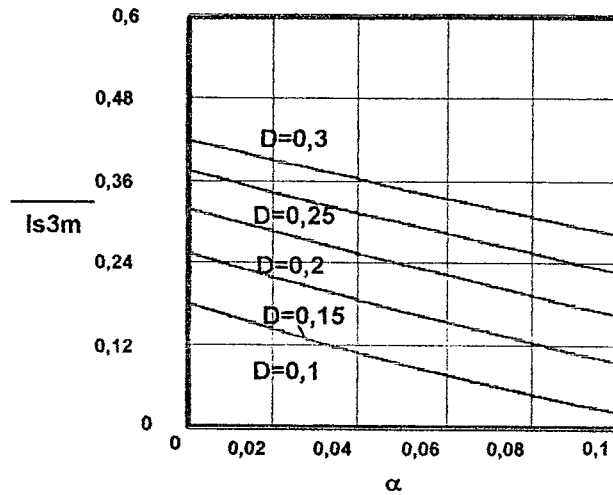


Fig. 3.25 – Curvas normalizadas da corrente média através de S3 versus  $\alpha$ .

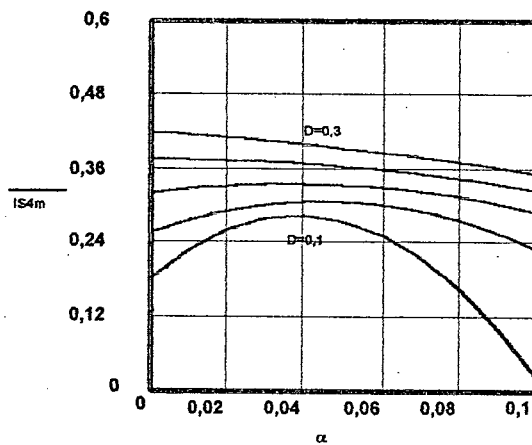


Fig. 3.26 – Curvas normalizadas da corrente média através de S4 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 3.27 e Fig. 3.28 apresentam-se respectivamente as curvas normalizadas de  $I_{S1\text{eficaz}}$  e  $I_{S2\text{eficaz}}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se  $D$  como parâmetro.

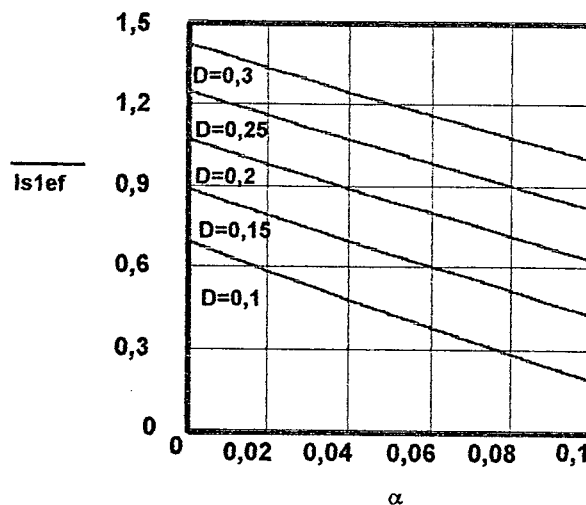


Fig. 3.27 – Curvas normalizadas da corrente eficaz em S1 versus  $\alpha$ .

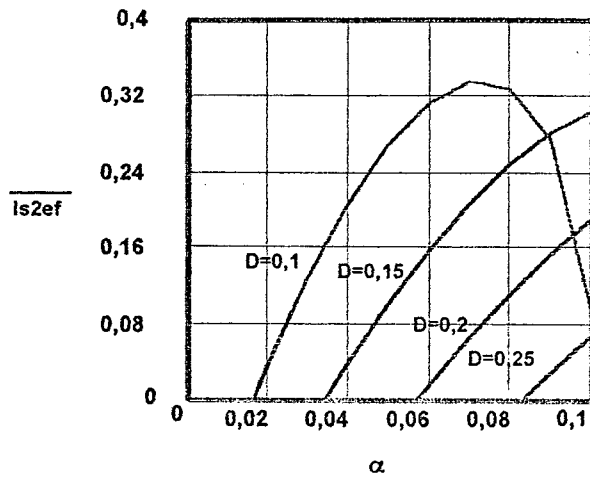


Fig. 3.28 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S2 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 3.29 e Fig. 3.30 apresentam-se respectivamente as curvas normalizadas de  $\overline{I_{S3ef}}$  e  $\overline{I_{S4ef}}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

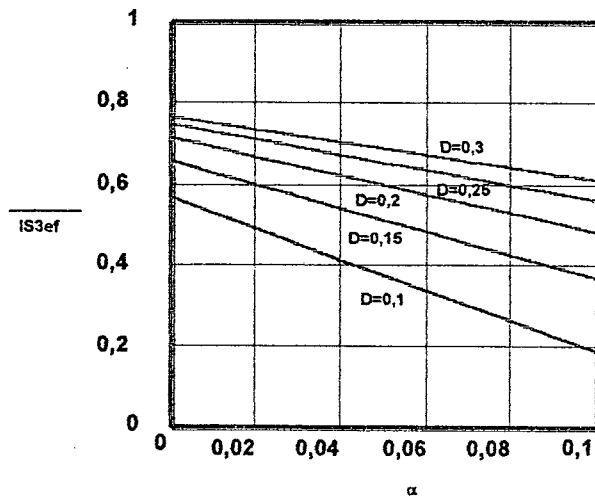


Fig. 3.29 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S3 versus  $\alpha$ .

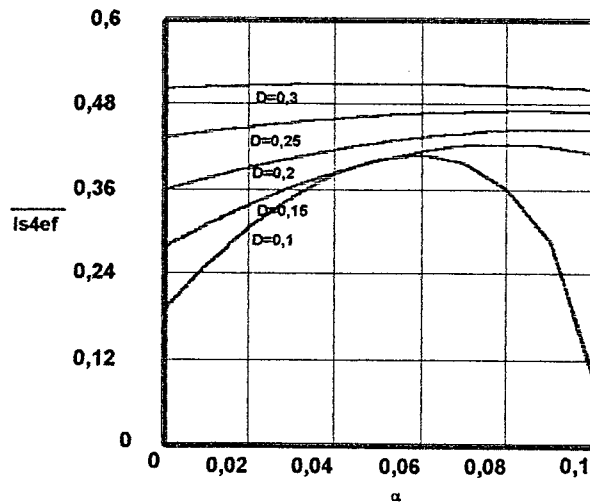


Fig. 3.30 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S4 versus  $\alpha$ .

Pode-se observar pelos gráficos que os esforços nos interruptores são representados até a razão cíclica igual a 0,3 em função das características adotadas para o projeto no item 3.7.

### 3.6 ESTUDO DAS COMUTAÇÕES

O estudo das comutações desta topologia mostra que este é um ponto crítico. A cada período de funcionamento ocorrem duas comutações dos interruptores. Um interruptor de cada braço por vez. O braço que tem o indutor de entrada conectado a si apresenta os piores resultados. Neste braço a comutação é feita com a concorrência da corrente de entrada (condução de S1), nada diferente do conversor estudado no Capítulo II, porém agora a energia acumulada no indutor deve ser suficiente para fazer a transição de estado em quatro capacitores. Uma análise preliminar do circuito mostra que o indutor ressonante  $L_d$  tem mais energia para a comutação durante a etapa de bloqueio de S1 do que durante o bloqueio de S2.

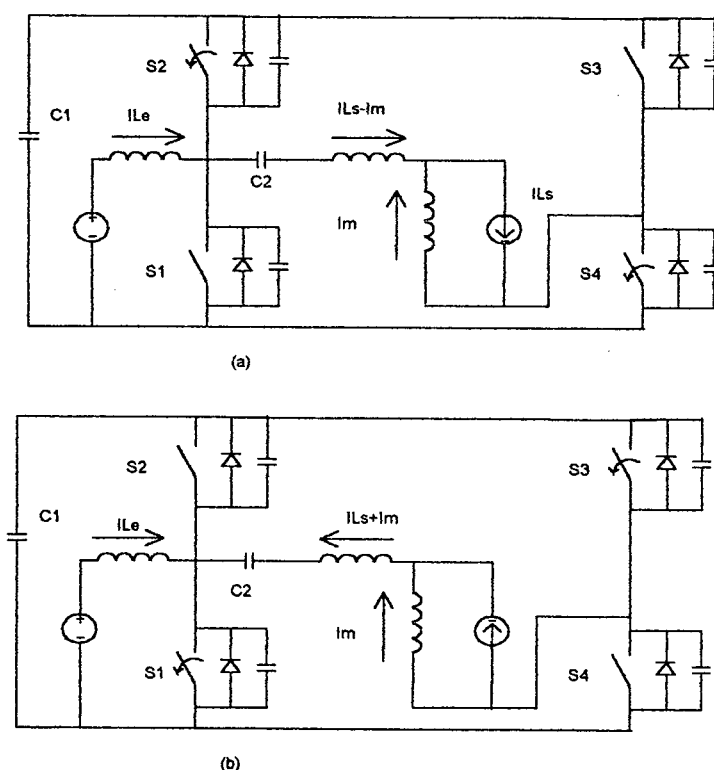


Fig. 3.31 – Circuitos equivalente: a) Bloqueio de S2 e S4 e b) Bloqueio de S1 e S3.

As condições para o bloqueio de S2 são nitidamente mais adversas. A transição de estado dos capacitores deve ser feito com uma corrente inferior e com a concorrência da

corrente de entrada. À medida que a corrente de carga diminui, ocorre uma situação crítica quando toda energia acumulada no indutor é despendida na carga do capacitor  $C_{a1}$ . Inexistindo devolução de energia via  $D_1$ . Se a corrente chegar a níveis inferiores a este, perde-se a comutação ZVS. Um projeto que objetive atingir comutação ZVS em todos os interruptores deve ter S1 como parâmetro. Uma vez atingida a comutação suave de S1, todas as outros interruptores automaticamente comutarão em situação favorável.

A situação crítica pode ser definida através do balanço de energia entre o indutor e o capacitor equivalente durante o bloqueio de S2.

$$\frac{1}{2} \cdot L_d \cdot (I_{Ls} - I_m - I_{Le})^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{aeq} \cdot \left(\frac{V_e}{1-D}\right)^2 \quad (3.164)$$

Definindo-se:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{aeq}}} \quad (3.165)$$

$$I_{Ls} - I_m - I_{Le} = \frac{V_e}{Z_o \cdot (1-D)} \quad (3.166)$$

$$I_{Ls} \cdot (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{Ls}^2 \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} = \frac{V_e}{Z_o \cdot (1-D)} \quad (3.167)$$

Assim:

$$Z_o = \frac{V_e}{\left[ (2 \cdot D - q) + \frac{2 \cdot I_{Ls} \cdot L_d \cdot f_c \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot V_e} \right] \cdot (1-D) \cdot I_{Ls}} \quad (3.168)$$

A partir de um valor estimado para a indutância  $L_d$  pode-se determinar o valor máximo de  $C_{aeq}$  para que ainda ocorra a comutação suave.

$$C_{aeq \max} = \frac{L_d}{Z_o^2} \quad (3.169)$$

Uma vez determinado o valor de  $C_{aeq}$  especifica-se um valor comercial inferior ao encontrado e pode-se determinar as capacitâncias individuais dos interruptores.

$$C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = \frac{C_{aeq}}{4} \quad (3.170)$$

É possível estabelecer a faixa de funcionamento em comutação suave refazendo a equação de balanço de energia (3.164).

Sabendo-se que:

$$I_{Ls} = \frac{(2 \cdot D - q) \cdot V_e}{4 \cdot L_d \cdot f_s} \quad (3.171)$$

$$I_{Le} = q \cdot I_{Ls} \quad (3.172)$$

E aplicando-se (3.121), (3.171) e (3.172) em (3.164) resulta:

$$L_D \cdot I_{Ls \min}^2 \left[ n - \frac{n \cdot q}{2} \right]^2 - C_{aeq} \cdot 4 \cdot V_e^2 = 0 \quad (3.173)$$

A solução encontrada foi :

$$I_{Ls \min} = \sqrt{\frac{4 \cdot C_{aeq} \cdot V_e^2}{L_D \cdot \left( n - \frac{n \cdot q}{2} \right)^2}} \quad (3.174)$$

O resultado é uma equação que determina o valor mínimo de  $I_{Ls}$  para o qual ainda existe energia em  $L_D$  para garantir a comutação suave.

### 3.7 PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

As especificações a serem atendidas pelo conversor são:

- $V_e = 400V$ ;
- $V_s = (60 \pm 1)V$ ;
- $P_s = 600W$ ;
- $f_c = 25kHz$ ;
- $V_{C1 \max} = 600V$ .

Conseqüentemente, pode-se definir:

- $R_s = 6\Omega$ ;
- $I_{Le} = 1,5A$ ;
- $I_{Ls} = 10A$ .

A relação de transformação deve ser arbitrada levando-se em consideração a tensão de grampeamento  $V_1$  e tensão de bloqueio dos retificadores de saída. Uma escolha inadequada da tensão na entrada do filtro de saída pode levar a perdas exageradas nos grampeadores de tensão passivos associados aos diodos retificadores.

$$n = 0,25 \quad (3.175)$$

Referido-se as grandezas ao primário tem-se:

$$V_{s \sec} = \frac{V_s}{n} \quad (3.176)$$

$$V_{s \sec} = 240 V$$

$$I_{Ls \sec} = I_{Ls} \cdot n \quad (3.177)$$

$$I_{Ls \sec} = 2,5 A$$

$$q = \frac{V_{s \sec}}{V_e} \quad (3.178)$$

$$q = 0,6$$



Devido a limitação imposta a tensão  $V_{C1}$ , a razão cíclica do conversor fica limitada a:

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_e}{V_{C1}} \quad (3.179)$$

$$D_{\max} = 0,33$$

Define-se a razão cíclica nominal como:

$$D = 0,2$$

Assim  $\alpha$  também fica definido como:

$$\alpha = \frac{4 \cdot D - q}{4} \quad (3.180)$$

$$\alpha = 0,05$$

Deve-se levar em conta que arbitrando-se um valor muito baixo para  $\alpha$  a faixa de comutação ZVS fica restringida; ao passo que ao escolher-se um valor muito elevado a faixa de operação do conversor é restringida pois  $D > 2 \cdot \alpha$  e os esforços de corrente e tensão nos semicondutores são aumentados.

Especificando-se a variação total da corrente como sendo 10% do valor nominal, tem-se:

$$\Delta I_{L_e} = 0,15 A \quad (3.181)$$

e

$$\Delta I_{L_s} = 1 A \quad (3.182)$$

Especificando-se a variação da tensão de saída como sendo 1% do valor nominal, tem-se:

$$\Delta V_s = 0,01 \cdot V_s \quad (3.183)$$

$$\Delta V_s = 600 mV$$

Pode-se determinar o valor de  $L_d$  através da expressão (3.184).

$$L_D = \frac{\alpha \cdot V_e}{I_{L_{ssec}} \cdot f_c} \quad (3.184)$$

$$L_D = 320 \mu H$$

Os elementos de filtragem são dimensionados através das expressões (3.185), (3.186) e (3.187)

$$L_e = \frac{V_e \cdot D}{\Delta I_e \cdot f_c} \quad (3.185)$$

$$L_e = 48 mH$$

$$L_s = \frac{V_e \cdot 0,25 \cdot n}{\Delta I_{Ls} \cdot f_c} \quad (3.186)$$

$$L_s = 1mH$$

$$C_s = \frac{\Delta I_{Ls}}{8 \cdot f_c \cdot \Delta V_s} \quad (3.187)$$

$$C_s = 8,3 \mu F$$

Os elementos de transferência de energia são dimensionados através das expressões (3.188) e (3.192).

$$\Delta V_{C1} = 0,01 \cdot V_{C1} \quad (3.188)$$

$$\Delta V_{C1} = 5V$$

$$C_1 = \frac{D \cdot I_{Lssec}}{f_c \cdot \Delta V_{C1}} \cdot \left[ 2 - 2 \cdot D - \frac{\alpha \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D} \right] \quad (3.189)$$

$$C_1 = 5,8 \mu F$$

$$V_{C2} = V_e \cdot \frac{1 - 2 \cdot D}{1 - D} \quad (3.190)$$

$$\Delta V_{C2} = 0,01 \cdot V_{C2} \quad (3.191)$$

$$\Delta V_{C2} = 3V$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot D \cdot I_{Lssec}}{f_c \cdot \Delta V_{C2}} \cdot \left[ D + \frac{\alpha \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D} \right] \quad (3.192)$$

$$C_2 = 4,7 \mu F$$

Os elementos de comutação:

$$I_m = I_{Lssec} \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{D}\right) \quad (3.193)$$

$$I_m = 1,125A$$

$$Z_o = \frac{V_e}{(1 - D) \cdot (I_{Lssec} - I_m - I_e)} \quad (3.194)$$

$$C_{aeq} = C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4} < \frac{L_D}{Z_o^2} \quad (3.195)$$

$$C_{aeq} < 20pF \quad (3.196)$$

$$C_{aeq} = 20pF$$

$$C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = \frac{C_{aeq}}{4} = 5pF \quad (3.197)$$

Portanto, levando-se em consideração que a capacitância típica dos interruptores de potência é da ordem de 300pF, não se atingiria a comutação suave no interruptor S1. Porém, deve-se garantir a comutação nos outros interruptores. Excetuando-se o interruptor S1, a comutação crítica passa a ser o interruptor S3.

$$Z_o = \frac{V_e}{(1-D) \cdot (I_{Lssec} - I_m)} \quad (3.198)$$

$$C_{aeq} = C_{a1} + C_{a2} + C_{a3} + C_{a4} < \frac{L_D}{Z_o^2} \quad (3.199)$$

$$C_{aeq} < 2,4nF \quad (3.200)$$

$$C_{aeq} = 1.2nF$$

$$C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = \frac{C_{aeq}}{4} = 300pF \quad (3.201)$$

A partir dos valores calculados deve-se calcular a faixa de comutação suave e caso esta seja insuficiente recalcula-se o conversor alterando os valores de n e  $C_{aeq}$ .

$$L_D \cdot \left[ \left( 4 \cdot D_{min} - q \right) \cdot \frac{V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s} \right]^2 \cdot \left( D_{min}^2 \cdot \left( \frac{q}{2} - 2 \right) + 3 \cdot D_{min} - \frac{q}{4} \right)^2 - (C_{a3} + C_{a4}) \cdot \left( \frac{V_e}{1 - D_{min}} \right)^2 = 0 \quad (3.202)$$

A solução numérica encontrada foi  $D_{min}=0,19$ , portanto:

$$I_{Lsmin} = \frac{(4 \cdot D_{min} - q) \cdot V_e}{4 \cdot L_D \cdot f_s \cdot n} \quad (4.203)$$

$$I_{Lsmin} = 8A$$

A corrente mínima para ainda obter-se comutação suave é 80% da corrente de carga nominal o que significa uma faixa restrita de comutação suave.

Esforços nos interruptores:

$$I_{S1medio} = I_{Ls} \cdot \left[ \frac{2 \cdot D - \alpha + 2 \cdot D^2 - 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \left[ D - \alpha + \left( 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha + 2 - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1 - D) \right] \quad (4.204)$$

$$I_{S1medio} = 874mA$$

$$I_{S1eficaz} = I_{Ls} \cdot \left[ \frac{2 \cdot D - \alpha + 2 \cdot D^2 - 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \sqrt{\left[ D - \alpha + \left( 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha + 2 - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1 - D) \right]} \quad (3.205)$$

$$I_{S1eficaz} = 2,12A$$

$$I_{S2medio} = I_{Ls} \cdot \frac{(2 \cdot D + 1) \cdot \alpha - 2 \cdot D^2}{D} \cdot \left\{ (1 - D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\} \quad (3.206)$$

$$I_{S2medio} = -50mA$$

$$\overline{I_{S2eficaz}} = I_{Ls} \cdot \frac{(2 \cdot D + 1) \cdot \alpha - 2 \cdot D^2}{D} \cdot \sqrt{\left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\}} \quad (3.207)$$

$$IS2_{eficaz} = -97mA$$

$$\overline{I_{S3medio}} = I_{Ls} \cdot \left[ \frac{2 \cdot D - 2 \cdot D^2 - \alpha + 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \left[ D - \alpha + \left( 2 - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right] \quad (3.208)$$

$$IS3_{medio} = 596mA$$

$$\overline{I_{S3eficaz}} = I_{Ls} \cdot \left[ \frac{2 \cdot D - 2 \cdot D^2 - \alpha + 2 \cdot \alpha \cdot D}{D} \right] \cdot \sqrt{\left[ D - \alpha + \left( 2 - 2 \cdot D + 2 \cdot \alpha - \frac{\alpha}{D} \right) \cdot \frac{\alpha}{4} \cdot (1-D) \right]} \quad (3.209)$$

$$IS3_{eficaz} = 1,49A$$

$$\overline{I_{S4medio}} = I_{Ls} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot \alpha + 2 \cdot D^2}{D} \cdot \left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} + 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\} \quad (3.210)$$

$$IS4_{medio} = 833mA$$

$$\overline{I_{S4eficaz}} = I_{Ls} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot \alpha + 2 \cdot D^2}{D} \cdot \sqrt{\left\{ (1-D) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\alpha}{D} + 2 \cdot D - 2 \cdot \alpha \right) \cdot \frac{\alpha}{4} - \frac{\alpha}{D} \right] \right\}} \quad (3.211)$$

$$IS4_{eficaz} = 1,07A$$

A presença de resultados negativos são devido ao valor reduzido dos valores.

### 3.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o auxílio do programa PSpice foram feitas algumas simulações para determinar o funcionamento do circuito.

O circuito foi simulado utilizando-se componentes ideais exceto os interruptores de potência e diodos anti-paralelo. Os resultados são apresentados a seguir:

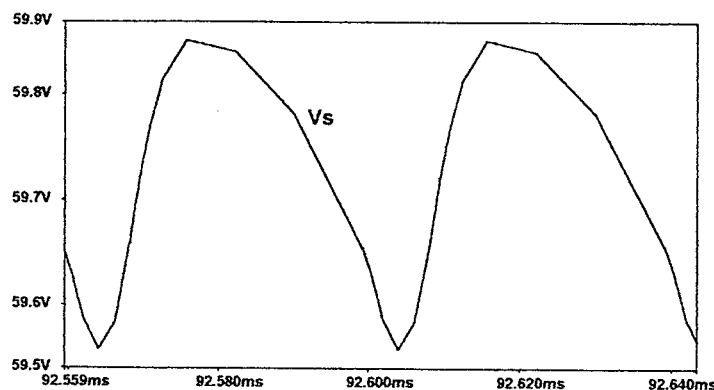


Fig. 3.32 – Tensão de saída Vs.

A Fig. 3.32 apresenta a tensão de saída produzida pelo conversor. Para esta tensão e uma corrente  $I_{Ls} = 10A$ , o conversor produz uma potência ativa de saída de aproximadamente 600W como se observa na Fig. 3.33.

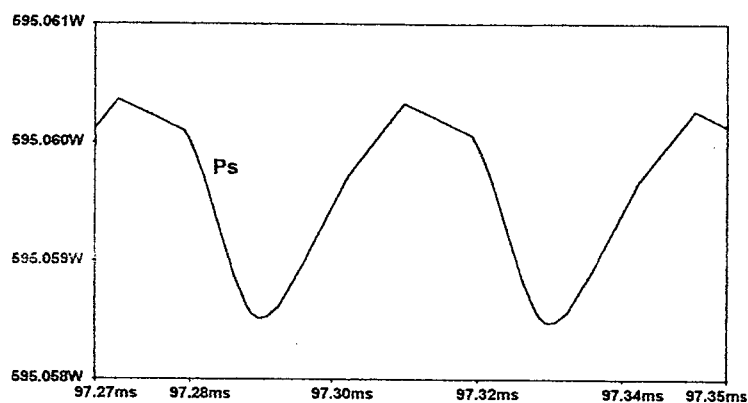


Fig. 3.33 – Potência média de saída  $P_s$ .

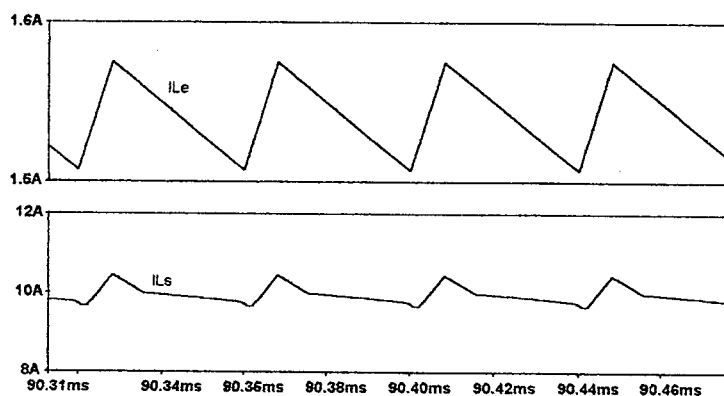


Fig. 3.34 – Corrente  $I_{Ls}$  e  $I_{Le}$ .

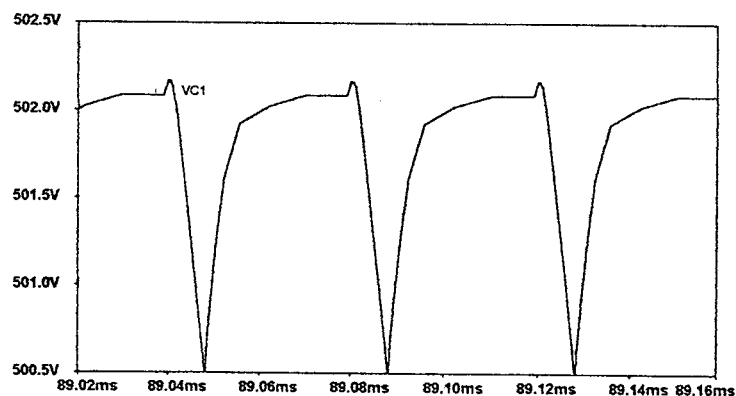


Fig. 3.35 – Tensão de grameamento  $V_{C1}$ .

As Fig. 3.34, Fig. 3.35 e Fig. 3.36 apresentam respectivamente: as correntes  $I_{Ls}$  e  $I_{Le}$ , a tensão sobre o capacitor C1 (que é a tensão de grameamento sobre os interruptores) e finalmente a tensão sobre o capacitor C2. Pode-se observar que tanto o valor médio como a ondulação estão dentro das especificações iniciais.

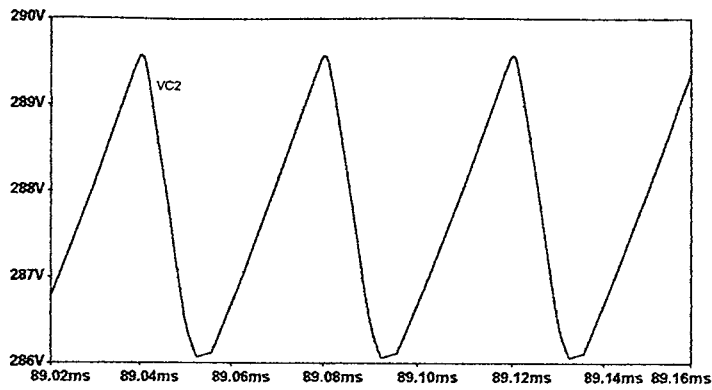


Fig. 3.36 – Tensão  $V_{C2}$ .

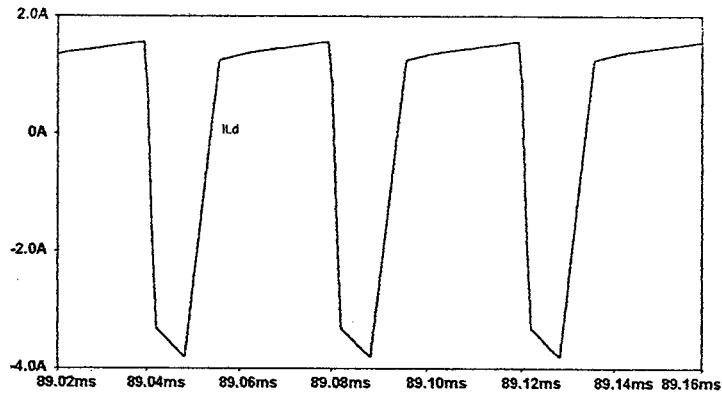


Fig. 3.37 – Corrente  $I_{LD}$ .

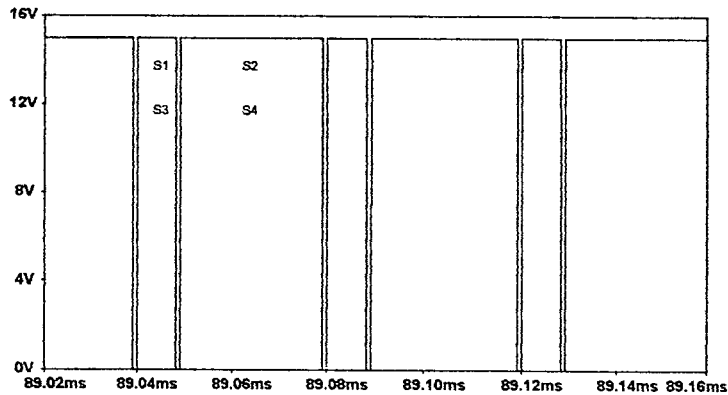


Fig. 3.38 – Tensão de comando dos interruptores.

A Fig. 3.37 apresenta a corrente através da indutância de dispersão/ressonante. A Fig. 3.38 apresenta os sinais de comando aplicados os interruptores S1, S2, S3 e S4, onde a frequência de comutação é 25 kHz e o tempo morto entre as comutações é de 1,5  $\mu$ s.

A Fig. 3.39 apresenta a corrente através do interruptor S1 e a tensão aplicada sobre S1 e D1 (dividida por 100 para melhor visualização). As Fig. 3.40, 3.41 3.42 apresentam os mesmos dados porém agora para os interruptores S2, S3 e S4 e os diodos D2, D3 e D4.

A corrente através do interruptor S2 apesar de não ser zero tem um valor muito baixo, próximo de zero.

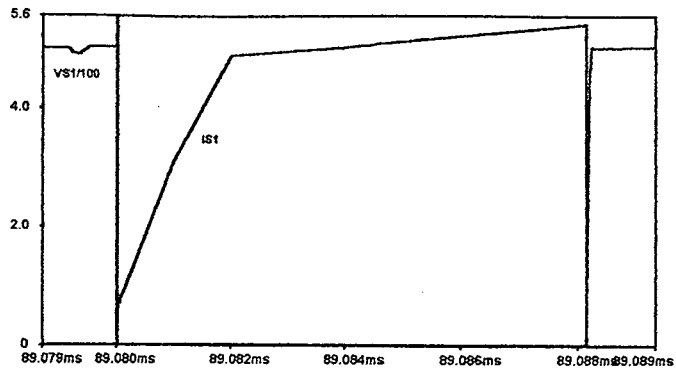


Fig. 3.39 – Tensão  $V_{S1}$  e corrente  $I_{S1}$ .

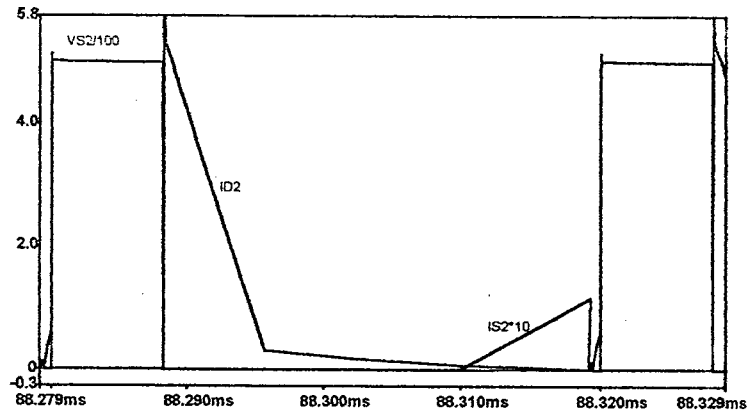


Fig. 3.40 – Tensão  $V_{S2}$  e correntes  $I_{S3}$  e  $I_{D2}$ .

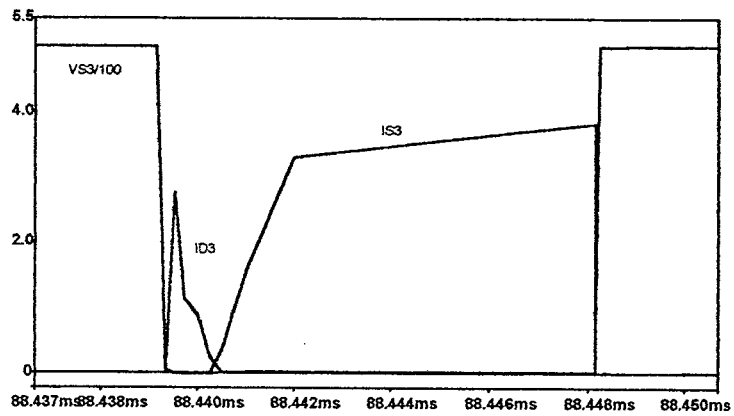


Fig. 3.41 – Tensão  $V_{S3}$  e correntes  $I_{S3}$  e  $I_{D3}$ .

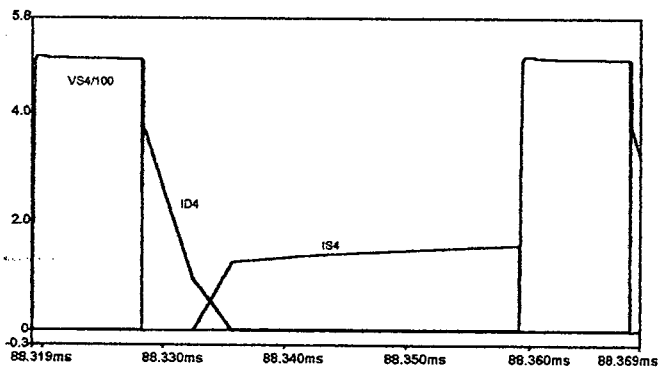


Fig. 3.42 – Tensões  $V_{S4}$  e correntes  $I_{S4}$  e  $I_{D4}$ .

Na Tabela 3.1 apresentam-se os erros entre os resultados teóricos e aqueles da simulação. Nota-se que o equacionamento não tem precisão para valores muito baixos.

		Corrente eficaz	Corrente média
S1	Teórico	2,12 A	874mA
	Simulado	2,41A	949mA
	<b>Erro %</b>	<b>12%</b>	<b>7,9%</b>
S2	Teórico	0 mA	0 mA
	Simulado	17 mA	7 mA
	<b>Erro %</b>	-	-
S3	Teórico	1,49 A	596 mA
	Simulado	1,47 A	628 mA
	<b>Erro %</b>	<b>1,3%</b>	<b>5,1%</b>
S4	Teórico	1,07 A	833 mA
	Simulado	1,13 A	891 mA
	<b>Erro %</b>	<b>5,3%</b>	<b>6,5%</b>

Tabela 3.1 – Erros teóricos x simulação.

### 3.9 – DADOS CONSTRUTIVOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS E CIRCUITO DE CONTROLE

O esquema de potência do conversor CC-CC é mostrado na Fig. 3.43 . Os capacitores auxiliares de 300 pF são substituídos pela capacitância intrínseca dos IGBTs.

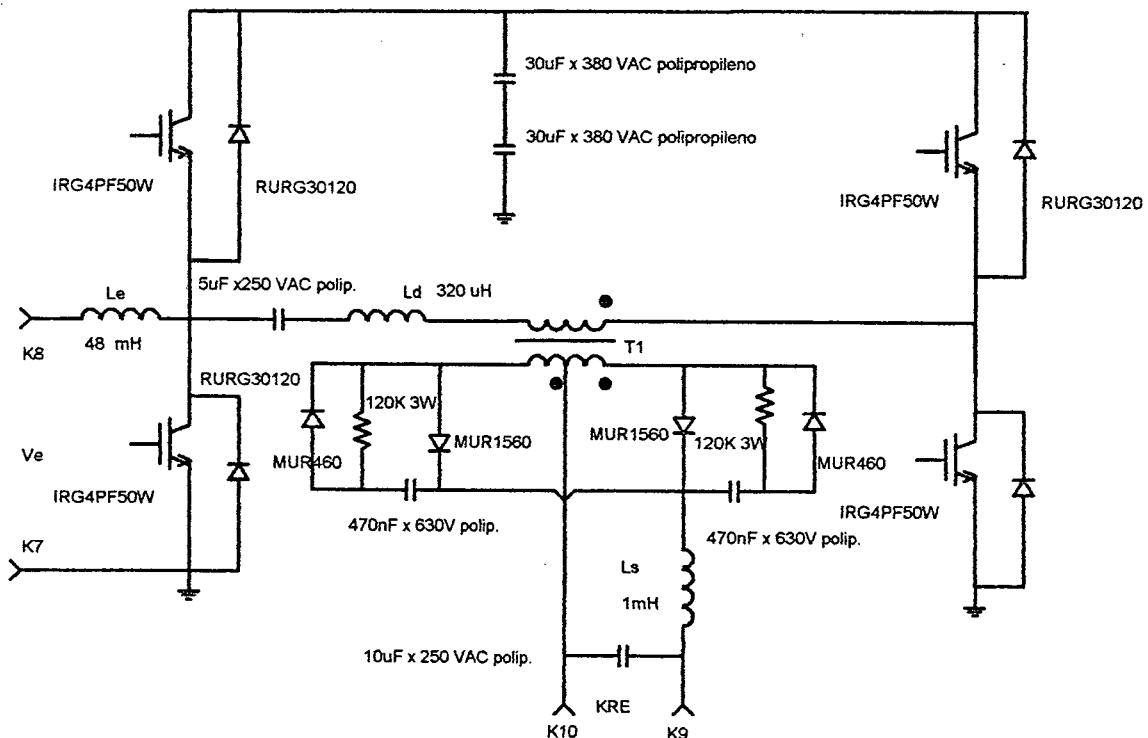


Fig. 3.43 – Diagrama de potência do conversor.



### 3.9.1 – Dimensionamento do indutor $L_e$ :

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{epico}} = 1,575 \text{ A} \quad I_{L_{eficaz}} = 1,5 \text{ A} \quad L_e = 48 \text{ mH}$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_e \cdot I_{L_{epico}} \cdot I_{L_{eficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (3.212)$$

$$A_e A_w = 9,45 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_e$  : Indutância do indutor;

$I_{L_{epico}}$  : Corrente de pico máxima no indutor (para tensão de entrada mínima);

$I_{L_{eficaz}}$  : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{max}$  : Densidade máxima de corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 - EE65/26 .

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad A_e = 5,31 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado expressão (3.213).

$$N = \frac{L_e \cdot I_{L_{epico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (3.213)$$

$$N = 400$$

Com expressão (3.124) determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_e} \quad (3.214)$$

O entreferro em cada perna é dado por:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (3.215)$$

$$\Delta l_g = 1,4 \text{ mm}$$

Assim, determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{L_{eficaz}}}{J_{max}} \quad (3.216)$$

$$\text{Seção do condutor } S = 0,00375 \text{ cm}^2 .$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (3.217)$$

$$diam=0,078$$

Adota-se o 21 AWG com um asecção reta de 0,004105 cm<sup>2</sup>

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{21}} \quad (3.218)$$

Assume-se: nf=1 fios em paralelo.

A possibilidade de execução do enrolamento é ferificada por (3.219).

$$\text{Área ocupada pelo cobre: } A_{CU}=N \cdot 0,004105 \quad (3.219)$$

$$P_{exec} = \frac{A_{CU}}{A_W} \quad P_{exec} = 0,4 \quad (3.220)$$

Dados finais do indutor:

L=48 mH      N=400 espiras      fio 21AWG      Δlg=1,4 mm

### 3.9.2 – Dimensionamento do indutor L<sub>s</sub>:

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{spico}} = 10,5 \text{ A} \quad I_{L_{seeficaz}} = 10 \text{ A} \quad L_s = 1 \text{ mH}$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{L_{spico}} \cdot I_{L_{seeficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (3.221)$$

$$A_e A_w = 7,5 \text{ cm}^4$$

Onde:

L<sub>s</sub> : Indutância do indutor;

I<sub>L<sub>spico</sub></sub> : Corrente de pico máximo no indutor (para tensão de entrada mínima);

I<sub>L<sub>seeficaz</sub></sub> : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

B : Densidade máxima de fluxo magnético;

J<sub>max</sub> : Densidade máximade corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE65/26, com:

$$A_w=3,70 \text{ cm}^2 \quad A_e=5,3 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela expressão (3.222).

$$N = \frac{L_s \cdot I_{Lspico} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (3.222)$$

$N = 56$  espiras

Com a expressão (3.223) determina-se o entreferro total.

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_s} \quad (3.223)$$

Entreferro em cada perna:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (3.224)$$

$\Delta l_g = 0,1$  cm

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{Lseficaz}}{J_{max}} \quad (3.225)$$

A seção necessária do condutor seria  $S = 0,025$  cm<sup>2</sup>.

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6.2}{\sqrt{f_s}} \quad (3.226)$$

diam=0,0078

Adota-se fio 24 AWG com uma seção de 0,002047 cm<sup>2</sup>.

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (3.227)$$

Adota-se: nf=12 fios em paralelo.

A verificação de possibilidade de execução é dada pela expressão (3.229).

Área ocupada pelo cobre  $A_{CU} = N \cdot 0,002047$  (3.228)

$$P_{exec} = \frac{A_{CU}}{A_w} \quad P_{exec} = 0,37 \quad (3.229)$$

Dados finais do indutor:

$L_s = 1$  mH       $N = 56$  espiras      12 fios 24AWG em paralelo       $\Delta l_g = 1$  mm

### 3.9.4 – Dimensionamento do indutor $L_d$

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$I_{Ldpico} = 4$  A       $I_{Ldeficaz} = 3$  A       $L_s = 320$  μH

$$B_{\max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{\max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela expressão (3.230).

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{Ldpico} \cdot I_{Ldeficaz} \cdot 10^4}{B \cdot J_{\max}} \quad (3.230)$$

$$A_e A_w = 0,366 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_d$  : Indutância do indutor;

$I_{Ldpico}$  : Corrente de pico máximo no indutor;

$I_{Ldeficaz}$  : Corrente eficaz máxima;

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{\max}$  : Densidade máxima de corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE42/20 .

$$A_w = 1,2 \text{ cm}^2 \quad A_e = 0,85 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela expressão (3.231).

$$N = \frac{L_d \cdot I_{Ldpico} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (3.231)$$

$$N = 35 \text{ espiras}$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_D} \quad (3.232)$$

Entreferro em cada perna:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (3.233)$$

$$\Delta l_g = 0,3 \text{ cm}$$

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{Ldeficaz}}{J_{\max}} \quad (3.234)$$

Seção necessária do condutor  $S = 0,00857 \text{ cm}^2$  .

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (3.235)$$

$$diam = 0,078 \text{ cm}$$

Adota-se o fio 24 AWG  $S_{24} = 0,002047 \text{ cm}^2$

O número de fios em paralelo para formar o cabo é dado por:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (3.236)$$

Assume-se:  $nf=4$  fios em paralelo.

Verificação de possibilidade de execução:

$$\text{Área ocupada pelo cobre: } A_{CU}=N \cdot 0,002047 \quad (3.237)$$

$$P_{exec} = \frac{A_{CU}}{A_W} \quad P_{exec} = 0,34 \quad (3.238)$$

Dados finais do indutor:

$$L=320 \mu\text{H} \quad N=35 \text{ espiras} \quad 4 \text{ fios } 24\text{AWG em paralelo} \quad \Delta l_g = 3 \text{ mm}$$

### 3.9.5 – Dimensionamento do Transformador:

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$\begin{array}{lll} P_s = 600\text{W} & f_s = 25 \text{ kHz} & I_{ef} = 3 \text{ A} \\ K_u = 0,4 & B_{max} = 0,25 \text{ T} & J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2 \\ K_p = 0,4 & K_t = 1 & V_{min} = 400 \text{ V} \\ n = 0,25 & I_{sef} = 6,5 \text{ A} & \end{array}$$

Onde:

- $P_s$  : Potência do transformador;
- $f_s$  : Frequência de comutação;
- $K_u$  : Fator de utilização da janela do núcleo;
- $K_p$  : Fator de utilização do primário;
- $K_t$  : Fator de topologia;
- $I_{ef}$  : Corrente eficaz no primário;
- $I_{sef}$  : Corrente eficaz no secundário;
- $B_{max}$  : Densidade máxima de fluxo magnético;
- $J_{max}$  : Densidade máxima de corrente;
- $V_{min}$  : Tensão mínima aplicada ao primário;
- $n$  : Relação de transformação.

O produto das áreas da janela e da seção transversal é determinada pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \left( \frac{P_s \cdot 10^4}{K_p \cdot K_u \cdot K_t \cdot f_s \cdot B \cdot J_{max}} \right)^{1,31} \quad \text{Logo,} \quad (3.239)$$

$$A_e A_w = 16,7 \text{ cm}^4$$

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE65/26 .

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_e = 5,31 \text{ cm}^2$$

O número de espiras do primário é determinado pela seguinte expressão:

$$N_p = \frac{V_{\min}}{2 \cdot B_{\max} \cdot A_e \cdot f_s \cdot 10^{-4}} \quad (3.240)$$

$$N_p = 60 \text{ espiras}$$

Determina-se a seção do condutor utilizado no primário:

$$S_p = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} \quad (3.241)$$

$$\text{Seção do condutor } S_p = 0,065 \text{ cm}^2 .$$

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (3.242)$$

$$\text{diam} = 0,078 \text{ cm}$$

Adota-se o fio 22 AWG com uma seção reta  $S_{22} = 0,003255 \text{ cm}^2$ .

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$n_{f_p} = \frac{S}{S_{22}} \quad (3.243)$$

Assume-se:  $n_{f_p} = 4$  fios em paralelo.

O número de espiras do secundário pode ser determinado por:

$$N_s = n \cdot N_p \quad (3.244)$$

$$N_s = 15 \text{ espiras}$$

O número de fios que compõe o cabo pode ser determinado da mesma forma que o primário e resulta em:

$$n_{f_s} = 7$$

Dados finais do transformador:

Núcleo EE 65-26 Thornton.

Primário: 60 espiras de cabo composto por 4 fios em paralelo de 22 AWG.

Secundário: 30 espiras de cabo composto por 7 fios em paralelo de 22 AWG com tap central.

### 3.9.6 – Circuito de Comando dos Interruptores.

Para comandar os quatro interruptores foram construídos quatro comandos isolados por optoacopladores, acionados por um circuito gerador de tempo morto ajustável.

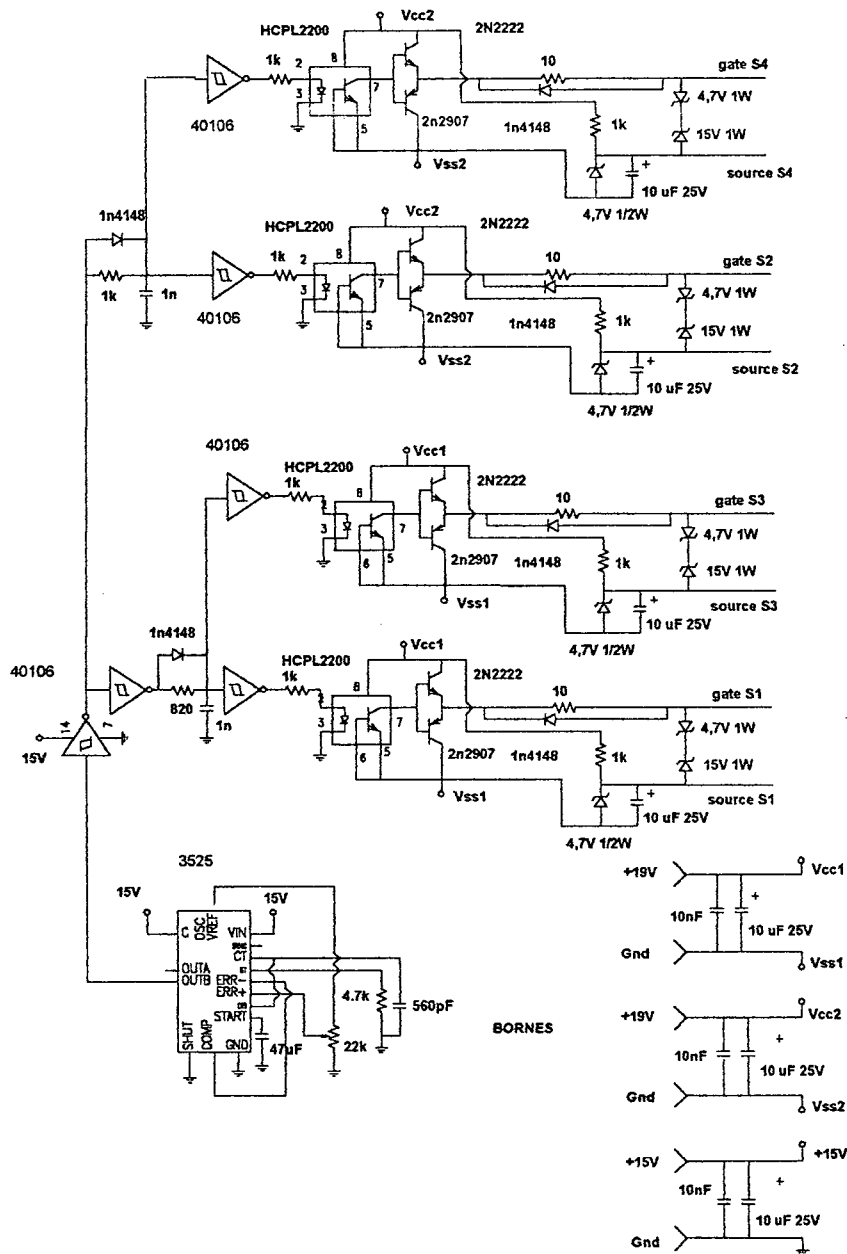


Fig. 3.44 – Diagrama de comando do conversor.

Na Fig. 3.44 pode-se observar o gerador de tempo morto, o circuito é composto de portas inversoras CMOS com histerese, tipo 40106. A correta combinação de valores dos resistores e dos capacitores determina o tempo morto final. Estão representados os optoacopladores (um para cada interruptor). A função do opto é promover a isolação

galvânica entre o circuito de controle do inversor e as altas tensões a que os interruptores são submetidas. A configuração tem como objetivo propiciar uma melhor dinâmica à estrutura pois ela deve operar com variações de razão cíclica entre 0 e 1. Outra característica desta estrutura é que o interruptor é bloqueado por tensão negativa, o que melhora a confiabilidade do comando.

O sinal com largura de pulso variável para o acionamento dos IGBTs é gerado por um circuito integrado dedicado tipo 3525. A frequência de comutação foi fixada em 25 kHz e a razão cíclica é ajustada por um potenciômetro.

### 3.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais de um protótipo de laboratório projetado conforme apresentado no item 3.9. O esquema do circuito de potência é apresentado na Fig. 3.43.

As eventuais indutâncias parasitas introduzidas pelos cabos de entrada são incorporadas à indutância  $L_e$ . A indutância de dispersão do primário é englobada pela indutância ressonante  $L_d$ , esta indutância foi medida com auxílio de uma ponte RLC e mediu-se aproximadamente 10  $\mu$ H. Este valor deve ser subtraído do indutor  $L_d$ . As indutâncias de dispersão dos secundários provocam sobretensões nos diodos retificadores e geram a necessidade de circuitos grampeadores passivos (R, C e D).

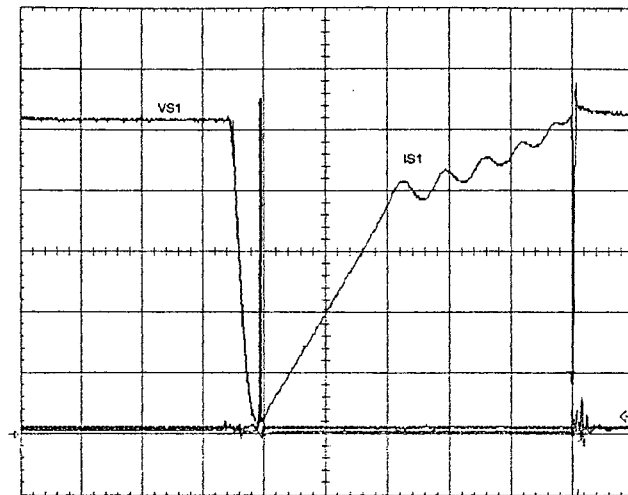
Os entreferros dos indutores foram ajustados com o auxílio da ponte HP 4262A.

#### 3.10.1 – Formas de onda

Consegue-se a condição nominal do conversor ( $V_e = 400V$ ;  $V_s = 60V$ ;  $I_{Ls} = 10A$ ) com razão cíclica 0,2. Com o auxílio do osciloscópio Tektronix TDS, são realizadas as aquisições das formas de onda da estrutura.

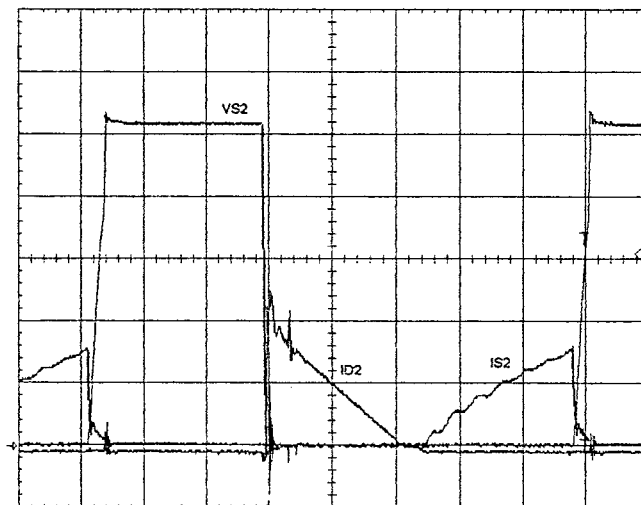
Em primeiro lugar são mostradas as formas de onda dos interruptores principais:  $S_1$  a  $S_4$ , respectivamente Fig. 3.45 a Fig. 3.48. Chama a atenção a ocorrência de comutações suaves nos interruptores  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . O interruptor  $S_1$  conforme critério de projeto, não apresenta a comutação completamente suave. Observa-se que a tensão máxima sobre estes interruptores está limitada à tensão  $V_{C1}$ .





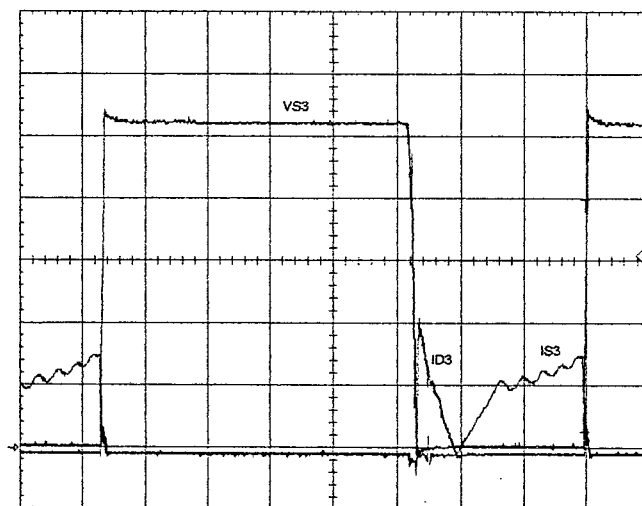
$V_{s1} - 100 \text{ V/div}$   $I_{s1} - 2 \text{ A/div}$   $2,5 \mu\text{s/div}$

Fig. 3.45 – Tensão e corrente através do interruptor S1.



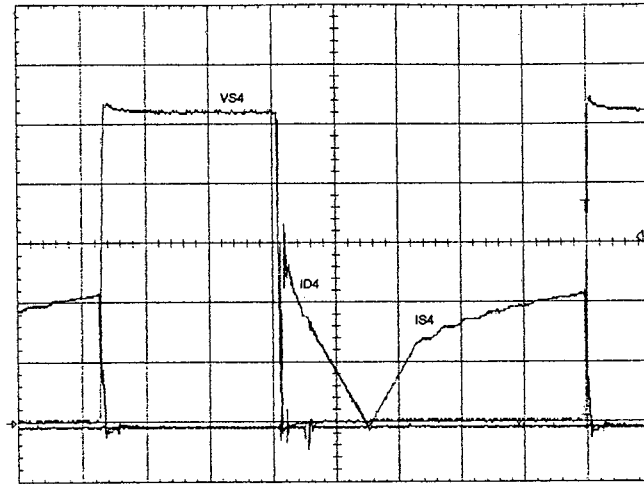
$V_{s2} - 100 \text{ V/div}$   $5 \mu\text{s/div}$   $I_{s2} - 2 \text{ A/div}$   $I_{D2} - 0,5 \text{ A/div}$

Fig. 3.46 – Tensão e corrente através do interruptor S2.



$V_{s3} - 100 \text{ V/div}$   $5 \mu\text{s/div}$   $I_{s3} - 2 \text{ A/div}$   $I_{D3} - 1 \text{ A/div}$

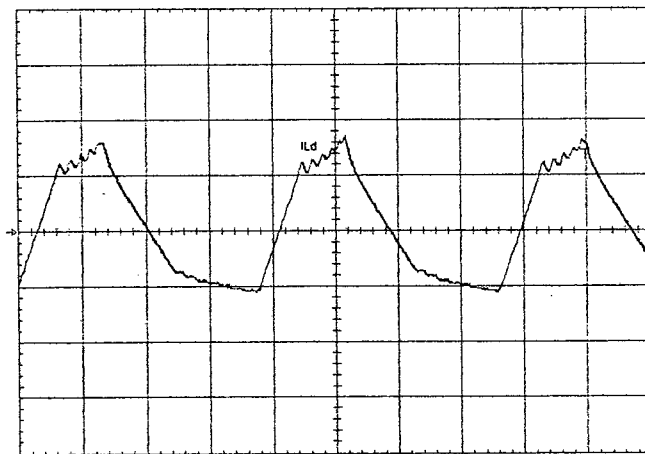
Fig. 3.47 – Tensão e corrente através do interruptor S3 e diodo D3.



$V_{s4} - 100 \text{ V/div } 5 \mu\text{s/div } I_{S4} - 1 \text{ A/div } I_{D4} - 1 \text{ A/div}$

Fig. 3.48 – Tensão e corrente através do interruptor S4 e diodo D4.

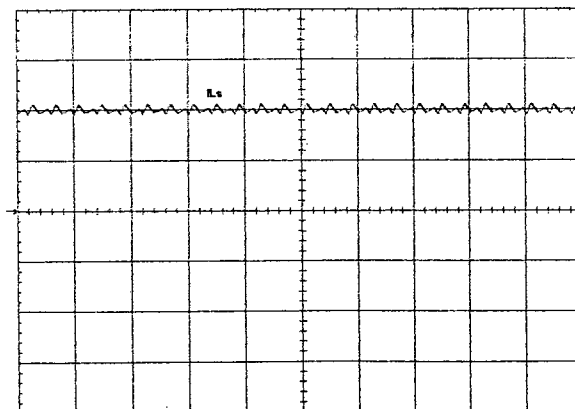
Deve-se observar nas Fig. 3.45 a Fig. 3.48 que por se tratar de um interruptor de potência tipo IGBT as correntes dos interruptores e dos diodos podem ser dissociadas.



$I_{Ld} - 2 \text{ A/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 3.49 – Corrente através do indutor de ressonância  $L_d$ .

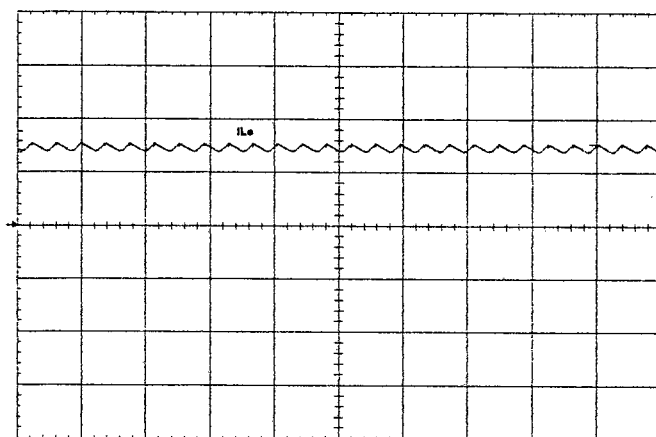
Na Fig. 3.49 apresenta-se a corrente através do indutor  $L_d$ , pode-se notar que esta corrente tem forte assimetria devido a operação do conversor com razão cíclica próxima de 0,2.



$I_{Ls} - 5 \text{ A/div } 100 \mu\text{s/div}$

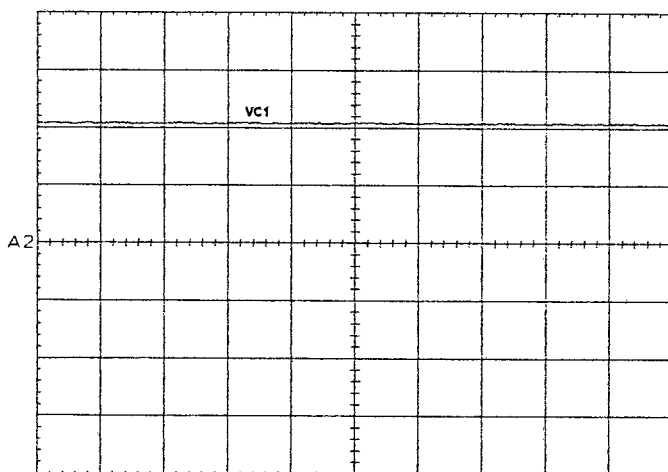
Fig. 3.50 – Corrente através do indutor de saída  $L_s$ .

A ondulação da corrente do filtro de saída é mostrada na Fig. 3.50. Ela se mantém dentro dos níveis adotados no projeto, com um valor de 1A de pico a pico. Da mesma forma a corrente de entrada é apresentada na Fig. 3.51.



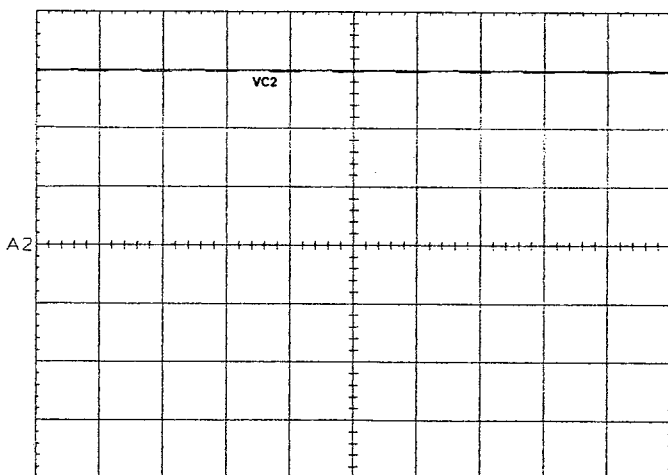
$I_{L_e} - 500 \text{ mA/div } 100 \mu\text{s/div}$

Fig. 3.51 – Corrente através do indutor de entrada  $L_e$ .



$V_{C1} - 250 \text{ V/div } 40 \mu\text{s/div}$

Fig. 3.52 – Tensão de grampeamento  $V_{C1}$ .



$V_{C2} - 100 \text{ V/div } 40 \mu\text{s/div}$

Fig. 3.53 – Tensão sobre o capacitor  $C_2 - V_{C2}$ .

Na Fig. 3.52 apresenta-se a tensão de grameamento dos interruptores  $V_{C1}$ . O valor encontrado é bem próximo do calculado. Pequenas sobretensões podem ocorrer devido as indutâncias parasitas deste laço.

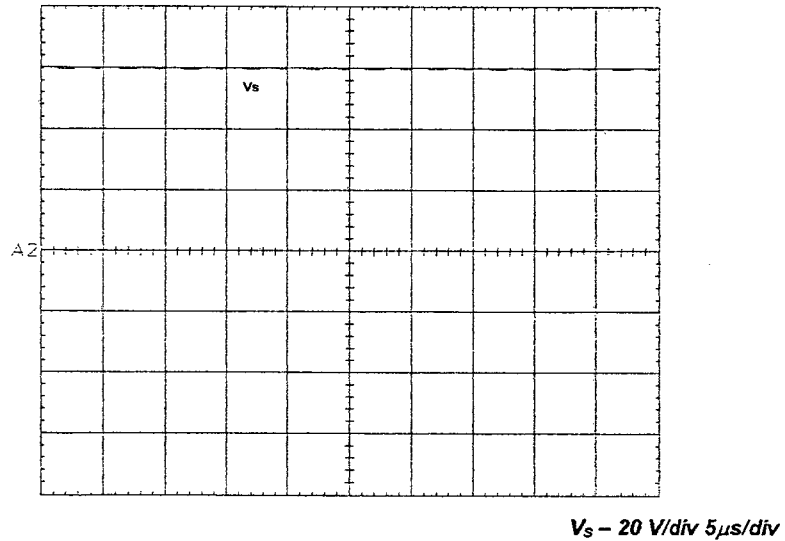


Fig. 3.54 – Tensão de saída  $V_s$ .

A tensão sobre o capacitor  $C_S$  é ilustrada na Fig. 3.54 e sua ondulação na Fig. 3.55. Salienta-se que o valor médio desta tensão, 60V, está de acordo com o previsto teoricamente para a razão cíclica em questão. A ondulação, no valor de 600 mV, é aproximadamente o valor projetado apesar do valor comercial de capacitor ser maior que o calculado. De forma semelhante, a tensão sobre  $C_2$  se encontra representada na Fig. 3.53 .

O valor médio desta tensão mostrou-se praticamente igual ao valor médio de  $V_e \cdot \frac{1-2 \cdot D}{1-D}$ , conforme esperado.

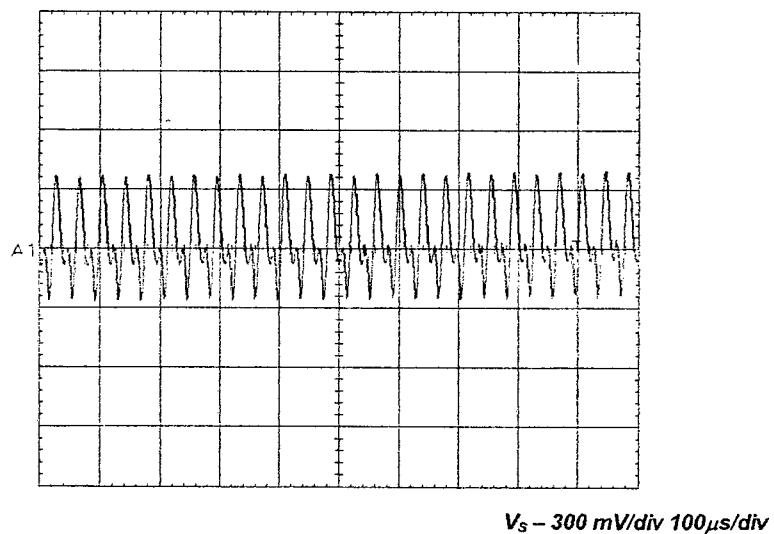
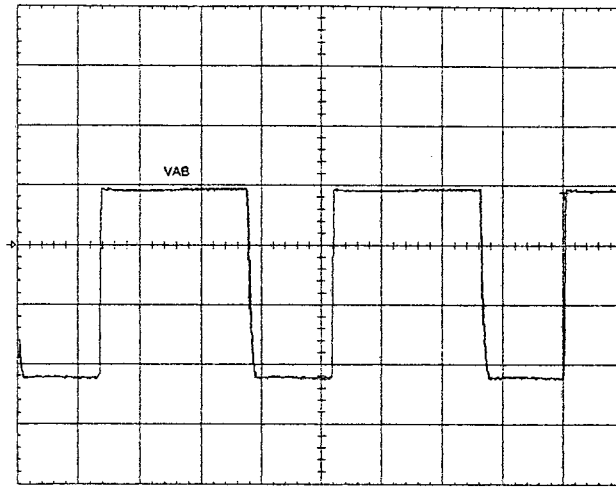


Fig. 3.55 – Ondulação de tensão no capacitor  $C_S$  .



V – 250 V/div 10 μs/div

Fig. 3.56 – Tensão VAB.

Na Fig. 3.56 apresenta-se a tensão aplicada sobre o primário do transformador.

### 3.10.2 - Curva de rendimento

A curva de rendimento, mostrada na Fig. 3.57, é obtida a partir da razão entre a potência de saída e a de entrada do sistema, mantendo-se a tensão de alimentação fixa em seu valor nominal. Uma vez que a operação é em malha aberta, a cada novo ponto de observação a razão cíclica deve ser ajustada para que a tensão de saída esteja também em seu valor nominal. O rendimento máximo é de 91,5%, com  $P_s = 350W$ . Estes valores são considerados bons, levando-se em conta o fato de a estrutura ser em ponte-completa e com isolamento galvânica.

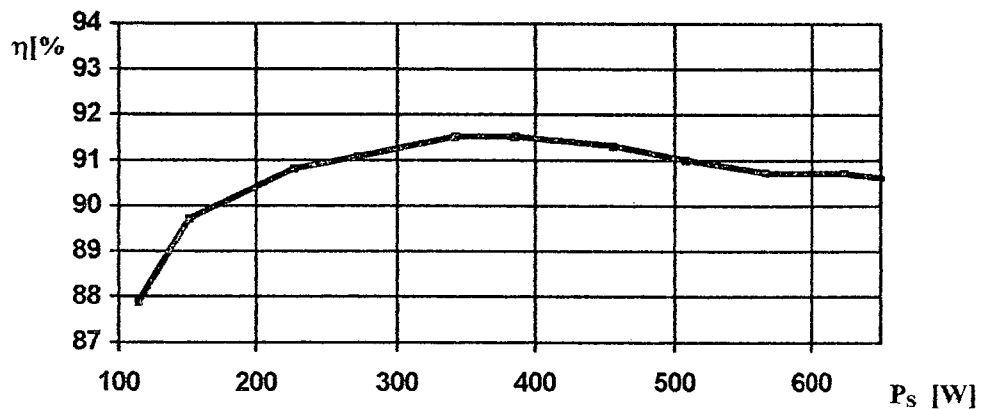


Fig. 3.57 – Curva de rendimento em função da potência média de saída.

### 3.10.3 - Característica de saída

A característica de saída experimental é traçada fazendo-se o conversor operar à razão cíclica constante e tensão de entrada nominal, variando-se a carga. Os resultados assim conseguidos são apresentados na Fig. 3.58. Observa-se uma boa proporcionalidade entre a queda de tensão  $\Delta V$  e a corrente demandada pela carga, originando curvas semelhantes àquelas previstas teoricamente, conforme a Fig. 3.58.

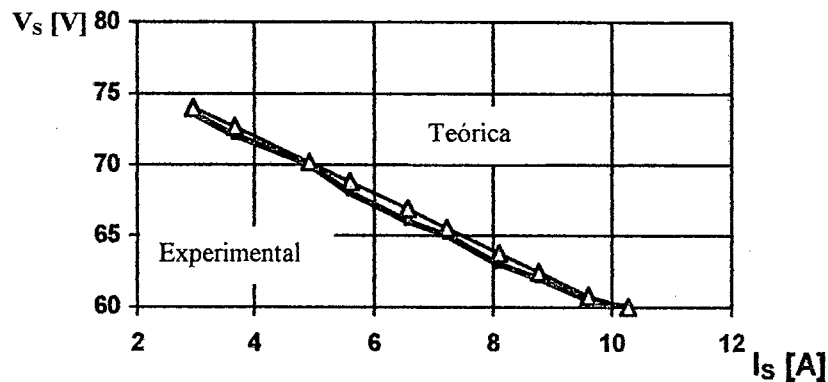


Fig. 3.58 – Curva de regulação ( $V_s \times I_s$ ).

## 3.11– CONCLUSÕES

Este Capítulo apresentou uma versão em ponte completa para o conversor apresentado no Capítulo II. Da análise teórica, podem-se estabelecer as seguintes conclusões:

O conversor opera em dois modos de funcionamento, elevador ou abaixador dependendo da razão cíclica de trabalho dos interruptores. Os dois modos de trabalho têm uma característica de transferência única, não existindo nenhum tipo de transição na passagem de uma característica para a outra.

Desde que mantida a mesma relação de transformação, o conversor apresentado pode trabalhar com razão cíclica inferior ao conversor apresentado no Capítulo II. Conseqüentemente, a tensão de grameamento  $V_{C1}$  apresenta valor inferior ao atingido pelo protótipo de meia-ponte. A principal desvantagem da estrutura é o aumento das restrições à comutação suave em todos os interruptores, além do acréscimo destes.

A partir do protótipo montado em laboratório alimentando a demanda nominal de carga, foram obtidas as formas de onda que caracterizaram o funcionamento da estrutura. Estes resultados, bem como a característica de saída em malha aberta, validam a modelagem matemática, tendo demonstrado concordância com os resultados das simulações.

## CAPÍTULO 4

### CONVERSOR CC-CC PONTE-COMPLETA ISOLADO PHASE-SHIFT ZVS COM BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA ENTRADA E NA SAÍDA

#### 4.1 – INTRODUÇÃO

O conversor apresentado no Capítulo III apresenta esforços desiguais entre os semicondutores de potência. Deseja-se apresentar neste Capítulo um conversor CC-CC com as mesmas características do conversor original porém com os interruptores de potência submetidas a níveis de corrente mais homogêneos. A solução proposta nesta pesquisa pode atender a estas especificações com uma estrutura simples, conforme pode-se observar na Fig.4.1.

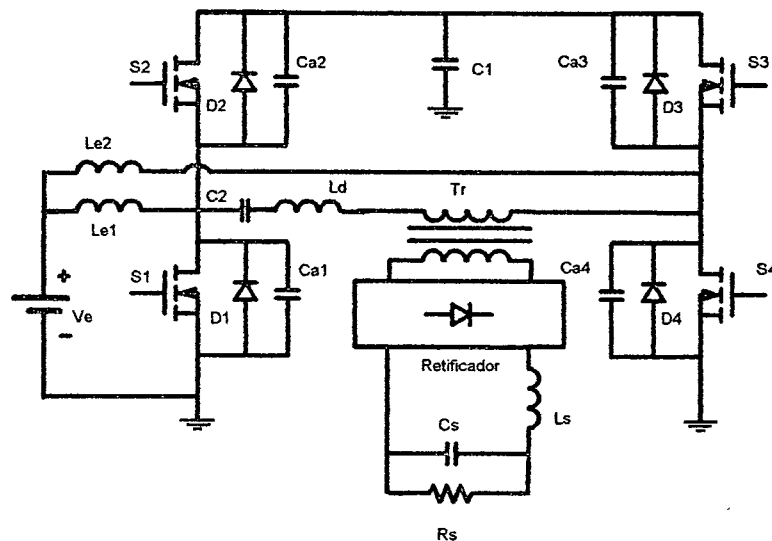


Fig.4.1 - Diagrama do conversor CC-CC proposto.

Basicamente, o indutor de entrada foi dividido em dois, de forma que a corrente de entrada também foi dividida. A operação deste conversor exige que se abandone a modulação PWM, pois ela geraria um valor médio de tensão sobre os indutores de entrada. A modulação escolhida foi a por deslocamento de fase (*Phase-shift*) do sinal de comando. Esta opção é adequada e já conhecida.

## 4.2 – ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO

### SIMPLIFICADA

#### 4.2.1 – Modulação *Phase-shift*

Deve-se aqui fazer uma consideração sobre o modulação por *phase-shift*. Neste tipo de modulação os braços S1/S2 e S3/S4 são modulados de forma simétrica de forma que os tempos de condução de S1 e S4 sejam iguais, assim como os tempos de condução de S2 e S3. Assim a razão cíclica de comando entre S1/S2 e S3/S4 não controla a transferência de potência entre a fonte de entrada e a saída. Este controle é feito através do deslocamento angular entre os braços.

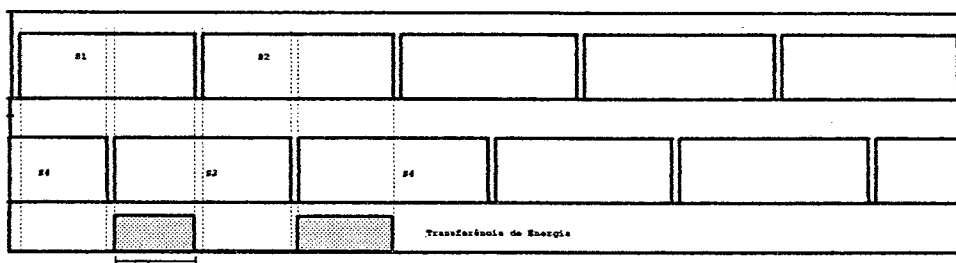


Fig. 4.2 – Comando para modulação *Phase-Shift*.

A Fig. 4.2 apresenta as formas de onda para o comando dos interruptores. A variável deslocamento de fase ( $\phi$ ) pode variar de 0 a 180° e determina a transferência de energia entre a entrada e a saída. Quando os dois comandos estão em fase e sincronizados o valor de  $\phi$  é igual a zero e não há transferência de energia para a carga. Da mesma forma quando os comandos estão defasados de 180° ocorre a máxima transferência de energia que corresponde a razão cíclica igual a 1.

#### 4.2.2 – Operação Idealizada

Na Fig. 4.3 pode-se observar a topologia proposta com as respectivas tensões e correntes relevantes para o funcionamento do circuito.

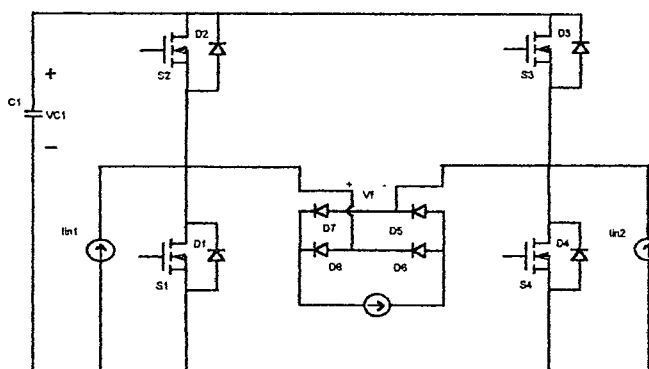


Fig. 4.3 – Topologia simplificada proposta.



Etapas de funcionamento:

**Primeira etapa –  $t_0 < t < t_1$  – Etapa de transferência de energia para a carga.**

Durante esta etapa ocorre transferência de energia para a carga. A tensão aplicada a entrada do retificador é  $-2V_e$ . O bloqueio de S1 põe fim a esta etapa.

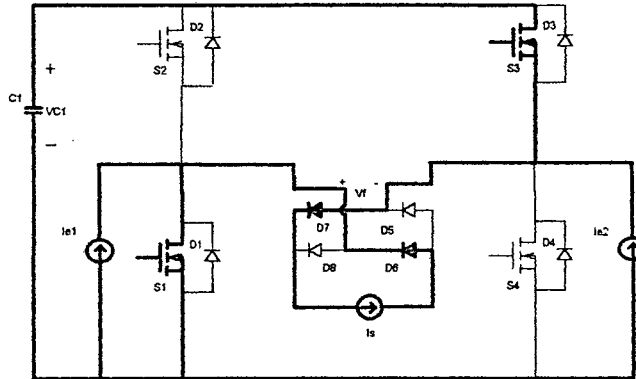


Fig.4.4 – Primeira etapa – Transferência de energia para a carga.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_f = \text{constante} = -2 \cdot V_e \quad (4.1)$$

$$I_{S1} = \text{constante} = I_s + I_{e1} \quad (4.2)$$

$$I_{S3} = \text{constante} = I_s - I_{e2} \quad (4.3)$$

$$I_{C1} = \text{constante} = I_s - I_{e2} \quad (4.4)$$

**Segunda etapa –  $t_1 < t < t_2$  – Etapa de bloqueio de S1.**

S1 é bloqueado em  $t_1$ . Durante esta etapa a ponte retificadora entra em curto, absorvendo assim a corrente de carga. Os diodos D3 e D2 conduzem a corrente de entrada e carregam o capacitor C1.

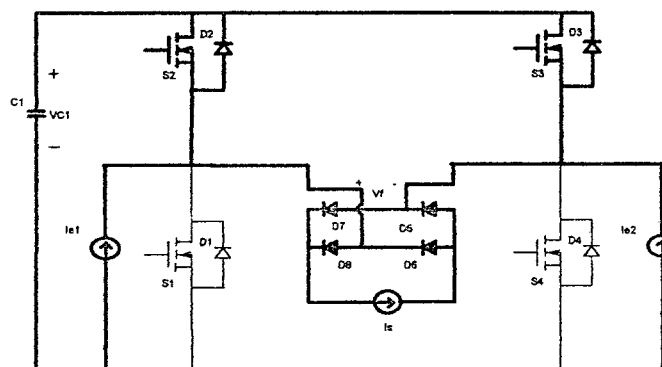


Fig.4.5 – Etapa 2 – Etapa linear do bloqueio de S1.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_f(t_2) = 0 \quad (4.5)$$

$$I_{D2}(t) = \text{constante} = I_{e1} \quad (4.6)$$

$$I_{D3}(t) = \text{constante} = I_{e2} \quad (4.7)$$

$$I_{C1} = \text{constante} = I_{e1} + I_{e2} \quad (4.8)$$

**Terceira etapa –  $t_2 < t < t_3$  – Etapa transferência de potência**

Durante esta etapa os interruptores S2 e S4 conduzem a corrente de carga. A tensão sobre o capacitor C1 é aplicada na entrada do retificador. Há transferência de potência para a carga.

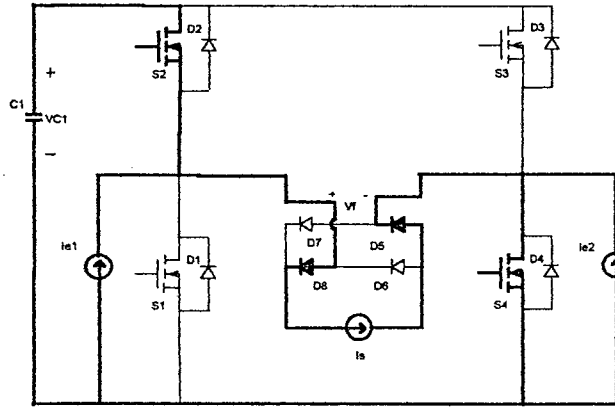


Fig.4.6 – Etapa 3 – Etapa de transferência de energia para a carga.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_f = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.9)$$

$$I_{S4} = \text{constante} = I_s + I_{e1} \quad (4.10)$$

$$I_{S2} = \text{constante} = I_s - I_{e2} \quad (4.11)$$

$$I_{C1} = \text{constante} = I_s - I_{e1} \quad (4.12)$$

**Quarta etapa –  $t_3 < t < t_4$  - Etapa de bloqueio de S<sub>2</sub>.**

S2 é bloqueado em t3. Durante esta etapa a ponte retificadora entra em curto, absorvendo assim a corrente de carga. Os interruptores S1 e S4 conduzem a corrente de entrada. O capacitor C1 não recebe energia nesta etapa.

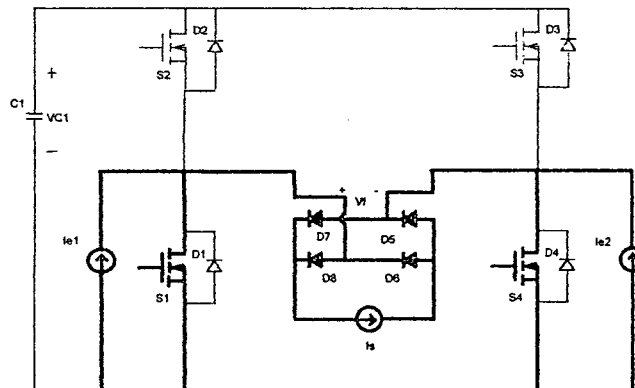


Fig.4.7 – Etapa 4 – Etapa de bloqueio de S<sub>2</sub>.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_f(t_2) = 0 \quad (4.13)$$

$$I_{s2}(t) = \text{constante} = I_{e1} \quad (4.14)$$

$$I_{s4}(t) = \text{constante} = I_{e2} \quad (4.15)$$

$$I_{C1} = 0 \quad (4.16)$$

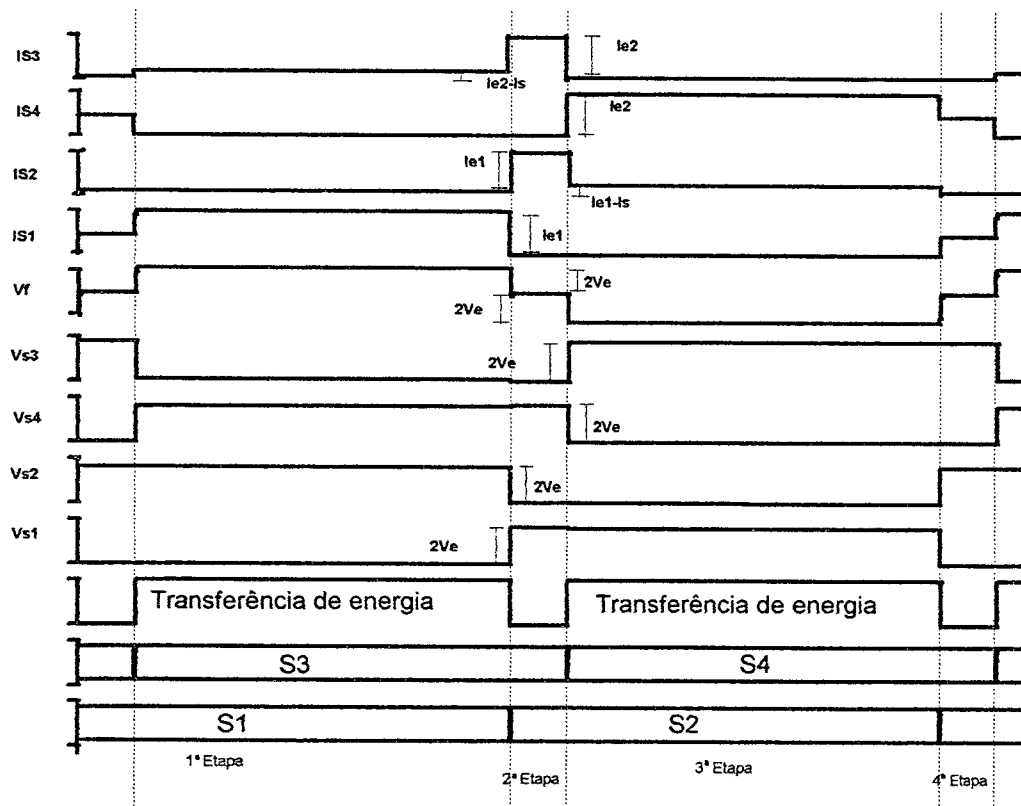


Fig.4.8 – Formas de onda ideais.

Na Fig.4.8 pode-se observar as formas de onda ideais para as principais tensões e correntes do circuito. Idealmente foram desconsideradas as ondulações de tensão e de corrente. Sendo  $V_f$  a tensão aplicada na entrada do filtro L-C de saída.

### 4.2.3- Ganho estático

Observando-se a Fig.4.1 e analisando-se as malhas do ponto de vista das tensões médias tem-se:

$$q = \frac{V_s}{V_e} \quad (4.17)$$

As tensões médias nos indutores podem ser consideradas nulas para a operação em regime permanente.

$$V_{L_e} = 0 \quad (4.18)$$

$$V_{Lm} = 0 \quad (4.19)$$

Observando-se a malha  $V_e/L_e/S_1$  em um período de funcionamento do conversor e considerando-se que a tensão média em  $S_1$  deve ser igual a  $V_e$ , pode-se determinar o valor de  $V_{C1}$ :

$$V_{S1} = V_e = \frac{V_{C1}}{2} \quad (4.20)$$

Isolando  $V_{C1}$  obtém-se:

$$V_{C1} = 2 \cdot V_e \quad (4.21)$$

Supondo  $D \cdot T$  o período em que ocorre transferência de potência entre a fonte de entrada e a carga.

Em  $D \cdot T$ :

$$V_f = 2 \cdot V_e \quad (4.22)$$

Em  $(1-D) \cdot T$ :

$$V_f = 0 \quad (4.23)$$

No período de comutação  $T$ :

$$V_s = D \cdot |V_f| + (1-D) \cdot |V_f| \quad (4.24)$$

$$V_s = 2 \cdot D \cdot V_e + (1-D) \cdot 0 \quad (4.25)$$

Portanto:

$$V_s = 2 \cdot D \cdot V_e \quad (4.26)$$

O ganho estático do conversor pode ser representado por uma reta, conforme Fig. 4.9.

$$q = 2 \cdot D \quad (4.27)$$

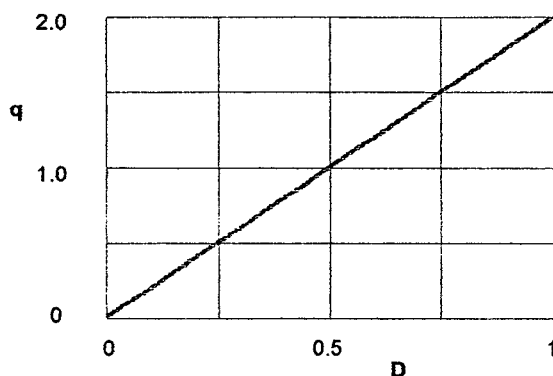


Fig. 4.9 – Ganho estático.

Outra relação importante para o comportamento global do conversor é a tensão de grampeamento  $V_{C1}$ , conforme pode ser observado na Fig. 4.10.

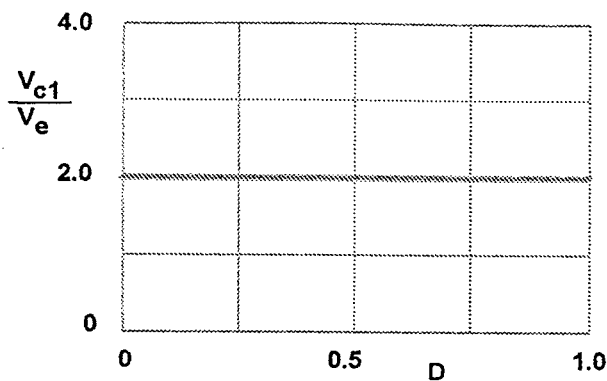


Fig. 4.10 – Tensão de grampeamento  $V_{C1}$ .

A tensão  $V_{C1}$  determina a sobretensão a que os interruptores de potência ficarão submetidos quando em funcionamento. Observando-se as Fig. 4.9 e Fig. 4.10 nota-se que para uma operação com razão cíclica qualquer, a tensão de grampeamento fica fixa em  $2 \cdot V_e$ . Estes valores tornam a estrutura muito interessante por limitar a tensão nos interruptores a duas vezes a tensão de entrada. Deve-se notar que a relação de transformação do transformador adotada é 1:1.

### 4.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E EQUACIONAMENTO PARA OPERAÇÃO ZVS

Para facilitar o equacionamento da estrutura, algumas considerações preliminares foram feitas:

- Componentes ideais;
- Relação de transformação de  $T_R$  unitária;
- Ondulação de corrente em  $L_e$  nula;
- Ondulação de corrente em  $L_s$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C1$  nula;
- Ondulação de tensão em  $C2$  nula;
- Em benefício da clareza da explicação o conjunto transformador ( $Tr$ ) com ponto médio/retificador foi substituído pelo modelo gama invertido ( $L_m$  e  $L_d$ ) do transformador e uma ponte retificadora.

O resultado pode ser observado na Fig.4.11.

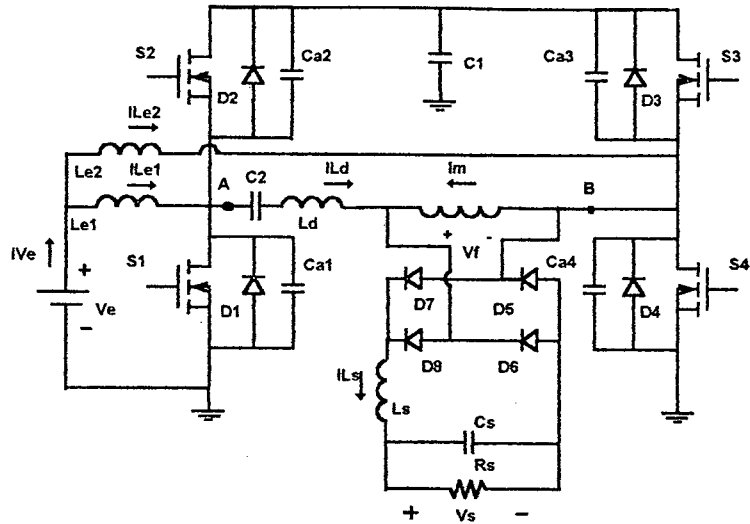


Fig.4.11 – Esquema do conversor CC-CC utilizado para equacionamento.

O funcionamento da estrutura pode ser descrito em 14 etapas de funcionamento.

**Primeira etapa –  $t_0 < t < t_1$  – Etapa de transferência de energia para a carga.**

Os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  conduzem. Durante este estágio a energia armazenada em  $C_1$  é transferida para a carga. A tensão  $V_{AB}$  é igual a  $2 \cdot V_e$  e é completamente absorvida pelo filtro de saída. Esta etapa acaba quando  $S_2$  é bloqueada.

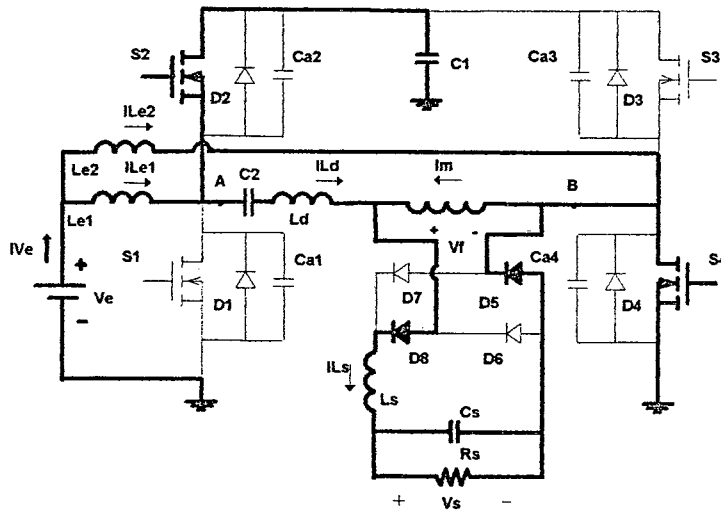


Fig. 4.12 – Etapa 1 – Transferência de energia para a carga

Equacionamento para esta etapa:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = I_{Ls} - I_m \quad (4.28)$$

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.29)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.30)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.31)$$

$$V_{c2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.32)$$

$$V_{AB}(t) = V_f = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.33)$$

**Segunda etapa –  $t_1 < t < t_2$  – Etapa linear do bloqueio de S2 e S4.**

Quando S<sub>2</sub> é bloqueado, a tensão sobre o capacitor C<sub>a2</sub> cresce linearmente de zero até  $2 \cdot V_e$ , enquanto a tensão sobre C<sub>a1</sub> decresce de  $2 \cdot V_e$  até zero. V<sub>AB</sub> é positiva, D<sub>8</sub> e D<sub>5</sub> estão polarizados. Este estágio termina em t<sub>2</sub>, quando V<sub>AB</sub> é igual a zero.

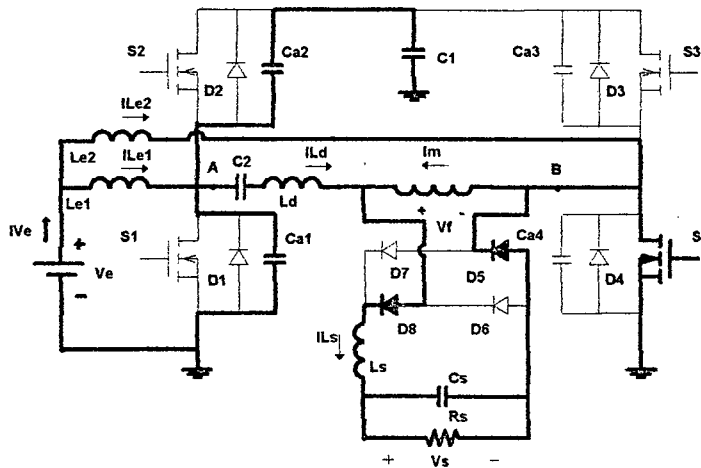


Fig.4.13 – Etapa 2 – Etapa linear do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_1) = 2 \cdot V_e \quad (4.34)$$

$$V_{ca1}(t_2) = 0 \quad (4.35)$$

$$V_{ca3}(t_1) = 2 \cdot V_e \quad (4.36)$$

$$V_{ca3}(t_2) = 2 \cdot V_e \quad (4.37)$$

$$V_{ca2}(t_1) = 0 \quad (4.38)$$

$$V_{ca2}(t_2) = 2 \cdot V_e \quad (4.39)$$

$$V_{ca4}(t_1) = 0 \quad (4.40)$$

$$V_{ca4}(t_2) = 0 \quad (4.41)$$

$$V_{AB}(t_1) = 2 \cdot V_e \quad (4.42)$$

$$V_{AB}(t_2) = 0 \quad (4.43)$$

$$V_f(t_1) = 2 \cdot V_e \quad (4.44)$$

$$V_f(t_2) = 0 \quad (4.45)$$

Assim:

$$V_{ca1}(t) = 2 \cdot V_e - \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (4.46)$$

$$V_{ca2}(t) = \frac{(I_{Ls} - I_m) \cdot t}{C_{a1} + C_{a2}} \quad (4.47)$$

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = (I_{Ls} - I_m) \quad (4.48)$$

**Terceira etapa –  $t_2 < t < t_3$  – Etapa de roda livre do bloqueio de S2.**

A tensão  $V_{AB}$  deveria tornar-se negativa. Nesta etapa conduz o diodo  $D_1$  que permite a condução do interruptor  $S_1$  sob tensão nula. A tensão  $V_f$  tende a tornar-se negativa o que polarizaria os diodos  $D_6$  e  $D_7$ , porém, o sentido da corrente  $I_{Ld}$  não permite, e a ponte retificadora entra em curto-circuito.  $V_{AB}$  é mantida igual a zero. Do ponto de vista do conversor, o laço A-B é reduzido ao indutor ( $L_d$ ) carregado com  $(I_{Ls} - I_m)$ . Esta etapa dura até que o interruptor  $S_4$  seja bloqueada.

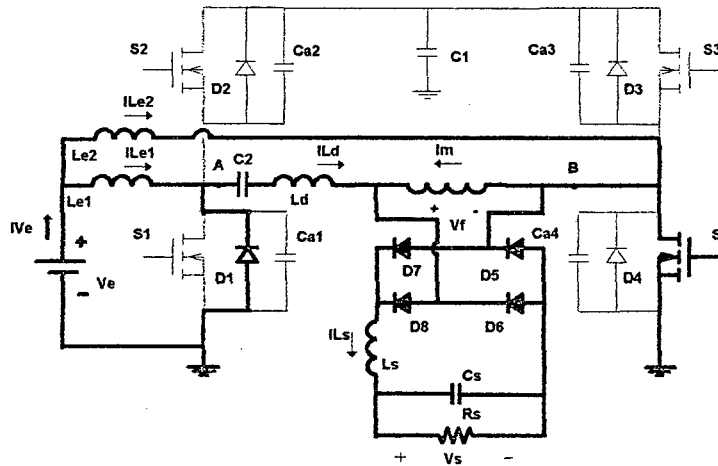


Fig.4.14 – Etapa 3 – Etapa de roda livre do bloqueio de S2.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.49)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.50)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.51)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.52)$$

**Quarta etapa –  $t_3 < t < t_4$  – Etapa ressonante do bloqueio de S4.**

Este estágio inicia quando  $S_4$  é bloqueado, a tensão sobre o capacitor  $C_{a4}$  cresce de zero até  $2 \cdot V_e$ , enquanto a tensão sobre  $C_{a3}$  decresce de  $2 \cdot V_e$  até zero. Esta etapa termina quando o diodo  $D_3$  conduz.



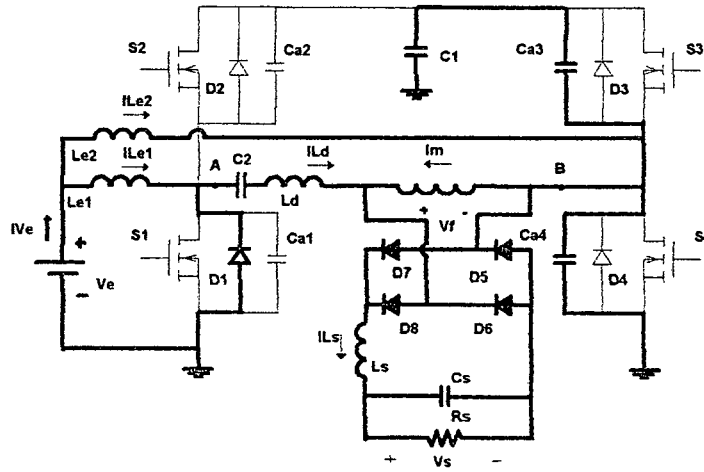


Fig.4.15 – Etapa 4 – Etapa ressonante do bloqueio de S4.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.53)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.54)$$

$$V_{ca3}(t3) = 2 \cdot V_e \quad (4.55)$$

$$V_{ca3}(t4) = 0 \quad (4.56)$$

$$V_{ca4}(t3) = 0 \quad (4.57)$$

$$V_{ca4}(t4) = 2 \cdot V_e \quad (4.58)$$

$$V_{AB}(t3) = 0 \quad (4.59)$$

$$V_{AB}(t4) = -2 \cdot V_e \quad (4.60)$$

$$V_f(t3) = 0 \quad (4.61)$$

$$V_f(t4) = 0 \quad (4.62)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a3} + C_{a4}}} \quad (4.63)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a3} + C_{a4})}} \quad (4.64)$$

$$V_{ca3}(t) = (I_{Ls} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) \quad (4.65)$$

$$V_{ca4}(t) = 2 \cdot V_e + (I_{Le} - I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(w_o \cdot t) \quad (4.66)$$

$$I_{Ld}(t) = (I_{Le} - I_m) \cdot \text{cos}(w_o \cdot t) \quad (4.67)$$

**Quinta etapa –  $t_4 < t < t_5$  – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .**

Neste estágio o interruptor  $S_3$  deve ser comandado a conduzir. A tensão entre os pontos A e B torna-se negativa e de valor  $-2 \cdot V_e$ . A corrente  $I_{Ld}$  começa a decrescer a partir de  $I_{Ld}(t_4)$  até atingir o valor  $I_{Le1}$ . Neste ponto encerra-se esta etapa.

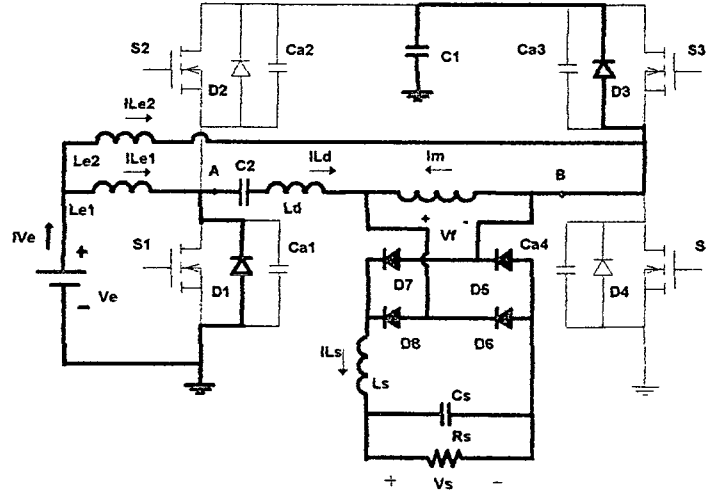


Fig.4.16 – Etapa 5 – Etapa de desmagnetização de  $L_d$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_4) = V_{ca3}(t_4) = 0. \quad (4.68)$$

$$V_{ca1}(t_5) = V_{ca3}(t_5) = 0 \quad (4.69)$$

$$V_{ca2}(t_4) = V_{ca4}(t_4) = 2 \cdot V_e \quad (4.70)$$

$$V_{ca2}(t_5) = V_{ca4}(t_5) = 2 \cdot V_e \quad (4.71)$$

$$V_{AB}(t_4) = -2 \cdot V_e \quad (4.72)$$

$$V_{AB}(t_5) = -2 \cdot V_e \quad (4.73)$$

$$V_f(t_4) = 0 \quad (4.74)$$

$$V_f(t_5) = 0 \quad (4.75)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Le} - \frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (4.76)$$

**Sexta etapa –  $t_5 < t < t_6$  – Etapa de magnetização do indutor ressonante.**

A corrente  $I_{Ld}$  continua a decrescer até atingir  $I_{Le2}$ . Porém agora em sentido inverso. Neste ponto encerra-se esta etapa.

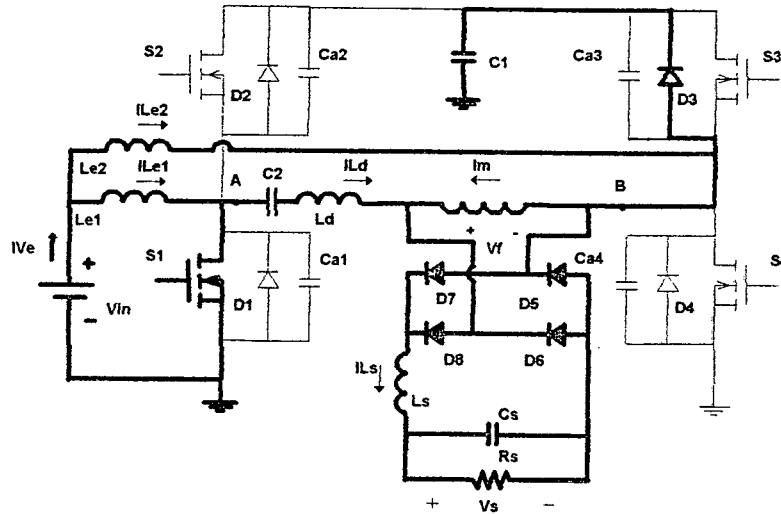


Fig.4.17 – Etapa 6 – Etapa de magnetização do indutor ressonante.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_5) = V_{ca3}(t_5) = 0 \quad (4.77)$$

$$V_{ca1}(t_6) = V_{ca3}(t_6) = 0 \quad (4.78)$$

$$V_{ca2}(t_5) = V_{ca4}(t_5) = 2 \cdot V_e \quad (4.79)$$

$$V_{ca2}(t_6) = V_{ca4}(t_6) = 2 \cdot V_e \quad (4.80)$$

$$V_{AB}(t_5) = -2 \cdot V_e \quad (4.81)$$

$$V_{AB}(t_6) = -2 \cdot V_e \quad (4.82)$$

$$V_r(t_5) = 0 \quad (4.83)$$

$$V_r(t_6) = 0 \quad (4.84)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = I_{Le1} - \frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (4.85)$$

**Sétima etapa –  $t_6 < t < t_7$  – Etapa de magnetização de  $L_D$ .**

No instante  $t_6$ , o interruptor  $S_3$  entra em condução.  $I_{Ld}$  continua a crescer até atingir  $(I_o + I_m)$ .

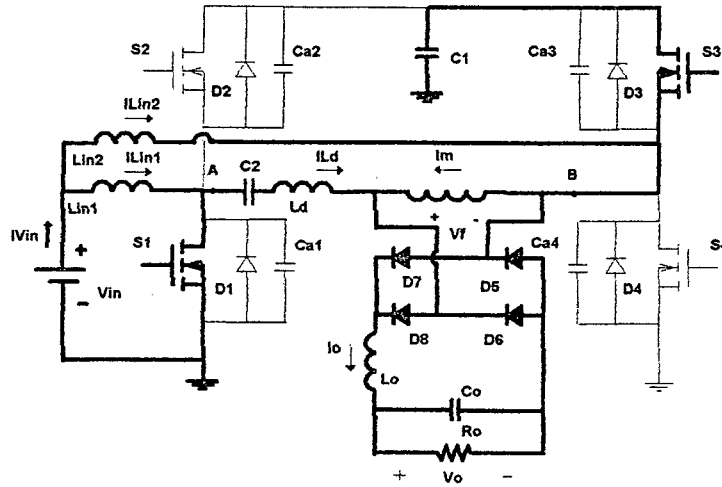


Fig. 4.18 – Etapa 7 – Etapa de magnetização de  $L_D$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.86)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.87)$$

$$V_{c1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.88)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = -2 \cdot V_e \quad (4.89)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.90)$$

$$I_{Ld}(t) = I_{Le2} - \frac{2 \cdot V_e}{L_d} \cdot t \quad (4.91)$$

**Oitava etapa –  $t_7 < t < t_8$  – Etapa de transferência de energia.**

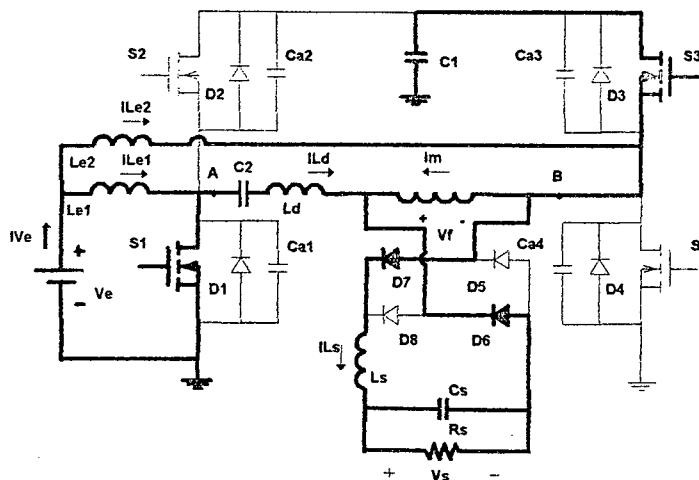


Fig. 4.19 – Etapa 8 – Etapa de transferência de energia.

No momento em que  $I_{Ld}$  atinge  $-(I_{Ls} + I_m)$ ,  $D_8$  e  $D_5$  são bloqueados. A tensão  $V_{C1}$  que tem valor de  $-2 \cdot V_e$  é aplicada ao filtro de saída. A energia é acumulada em  $L_{e1}$ . Durante este estágio a energia armazenada em  $C_1$  é transferida para a carga. A etapa termina quando  $S1$  é bloqueado.

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.92)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.93)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = -2 \cdot V_e \quad (4.94)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = -2 \cdot V_e \quad (4.95)$$

$$V_{C1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.96)$$

$$V_{C2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.97)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = \text{constante} = -(I_{Ls} + I_m) \quad (4.98)$$

**Nona etapa –  $t_8 < t < t_9$  – Etapa ressonante do bloqueio de  $S1$  e  $S3$ .**

É a parte linear do bloqueio de  $S1$ . Quando  $S1$  é bloqueado sob tensão nula, a tensão sobre o capacitor  $C_{a1}$  cresce linearmente de zero até  $2 \cdot V_e$ , enquanto a tensão sobre  $C_{a2}$  decresce de  $2 \cdot V_e$  até zero.  $V_{AB}$  é negativa,  $D_3$  e  $D_6$  estão polarizados diretamente. Esta etapa termina em  $t_9$ , quando  $V_{AB}$  é igual a zero.

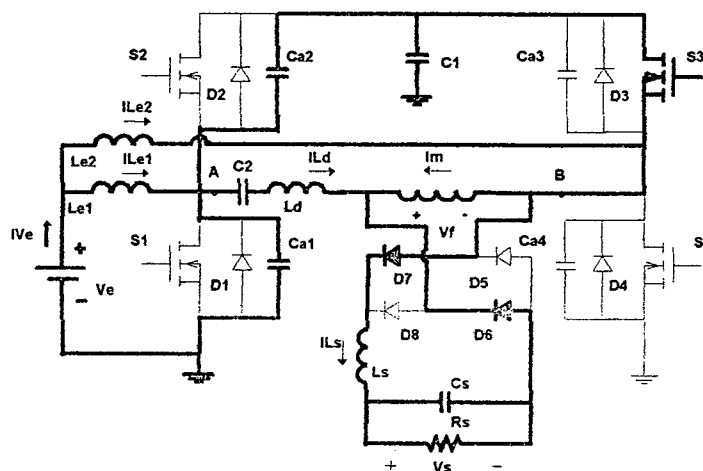


Fig. 4.20 – Etapa 9 – Etapa linear do bloqueio de  $S1$ .

Equacionamento para esta etapa:

$$V_{ca1}(t_8) = 0 \quad (4.99)$$

$$V_{ca1}(t_9) = 2 \cdot V_e \quad (4.100)$$

$$V_{ca2}(t_8) = 2 \cdot V_e \quad (4.101)$$

$$V_{ca2}(t9) = 0 \quad (4.102)$$

$$V_{ca3}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.103)$$

$$V_{ca4}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.104)$$

$$V_{AB}(t8) = 2 \cdot V_e \quad (4.105)$$

$$V_{AB}(t9) = 0 \quad (4.106)$$

$$V_f(t8) = 2 \cdot V_e \quad (4.107)$$

$$V_f(t9) = 0 \quad (4.108)$$

**Décima etapa –  $t9 < t < t10$  – Devolução de energia ao capacitor C1.**

A tensão  $V_{AB}$  tende a tornar-se positiva. Nesta etapa conduz o diodo  $D_2$  que permite a condução do interruptor  $S_2$  sob tensão nula. A tensão  $V_f$  torna-se levemente positiva e polarizaria os diodos  $D_5$  e  $D_8$  porém, o sentido da corrente  $I_{Ld}$  não permite e a ponte retificadora entra em curto-circuito.  $V_{AB}$  é mantida igual a zero. Do ponto de vista do conversor, o laço A-B é reduzido ao indutor ( $L_d$ ) carregado com  $-(I_{Ls} + I_M)$ . Esta etapa dura até que o interruptor  $S_3$  seja bloqueado.

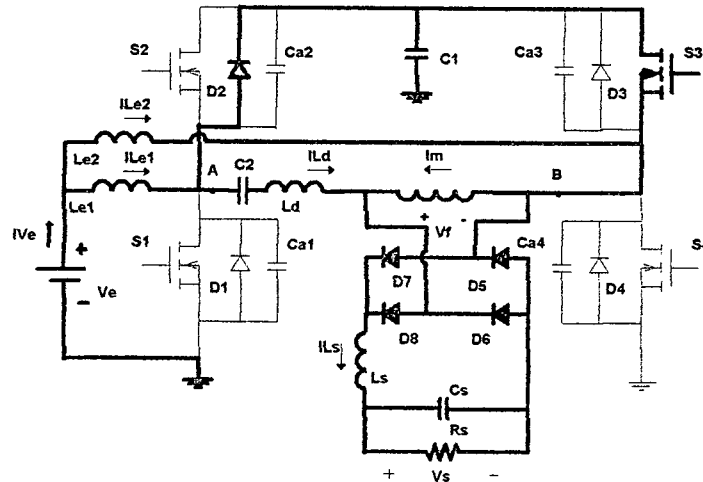


Fig.4.21 – Etapa 10 – Devolução de energia ao capacitor C1.

$$V_{ca1}(t) = V_{ca4}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.109)$$

$$V_{ca2}(t) = V_{ca3}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.110)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.111)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.112)$$

Assim:

$$I_{Ld}(t) = -(I_{Ld} + I_M) \quad (4.113)$$

**Décima-primeira etapa –  $t_{10} < t < t_{11}$  – Etapa ressonante do bloqueio de  $S_3$ .**

Este estágio inicia quando  $S_3$  é bloqueado, a tensão sobre o capacitor  $C_{a3}$  cresce de zero até  $2 \cdot V_e$ , enquanto a tensão sobre  $C_{a4}$  decresce de  $2 \cdot V_e$  até zero. Esta etapa termina quando o diodo  $D_4$  conduz. A ressonância entre este indutor e  $(C_{a3} + C_{a4})$  se desenvolve, até o fim da transição de estado entre os capacitores.

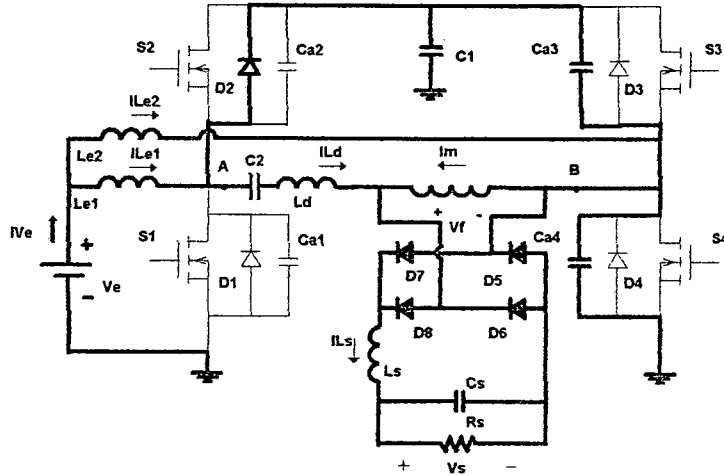


Fig.4.22 – Etapa 11 – Etapa ressonante do bloqueio de  $S_3$ .

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.114)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.115)$$

$$V_{ca3}(t_{10}) = 0 \quad (4.116)$$

$$V_{ca3}(t_{11}) = 2 \cdot V_e \quad (4.117)$$

$$V_{ca4}(t_{10}) = 2 \cdot V_e \quad (4.118)$$

$$V_{ca4}(t_{11}) = 0 \quad (4.119)$$

$$V_{AB}(t_{10}) = 0 \quad (4.120)$$

$$V_{AB}(t_{11}) = 2 \cdot V_e \quad (4.121)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.122)$$

Assim:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_d}{C_{a3} + C_{a4}}} \quad (4.123)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_{a3} + C_{a4})}} \quad (4.124)$$

$$V_{ca3}(t) = (I_{Ls} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (4.125)$$

$$V_{ca4}(t) = 2 \cdot V_e - (I_{Le} + I_m) \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (4.126)$$

$$I_{Ld}(t) = (I_{Le} + I_m) \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \quad (4.127)$$

**Décima-segunda etapa –  $t_{11} < t < t_{12}$  – Etapa de desmagnetização de  $L_D$ .**

Neste estágio o interruptor  $S_4$  deve ser comandado a conduzir. A tensão entre os pontos A e B torna-se positiva e de valor  $2 \cdot V_e$ . A corrente  $I_{Ld}$  começa a crescer a partir de  $-(I_{Ls} + I_m)$  até atingir o valor  $-I_{Le2}$ . Neste ponto encerra-se esta etapa.

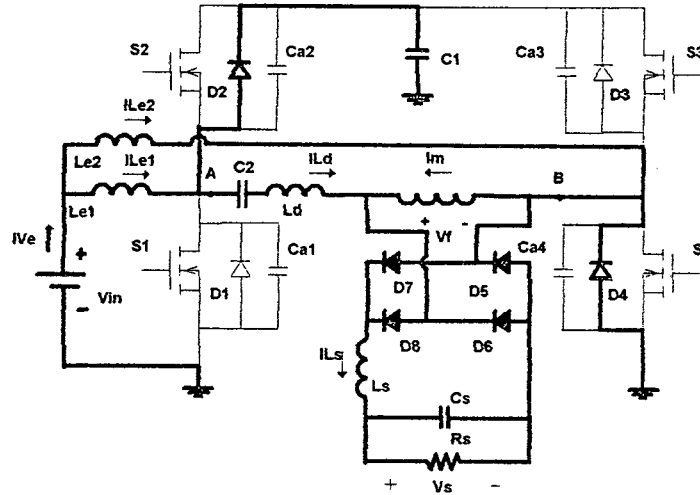


Fig.4.23 – Etapa 12 – Etapa de desmagnetização do indutor ressonante.

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.128)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.129)$$

$$V_{ca3}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.130)$$

$$V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.131)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.132)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.133)$$

**Décima-terceira etapa –  $t_{12} < t < t_{13}$  – Etapa de desmagnetização de  $L_D$ .**

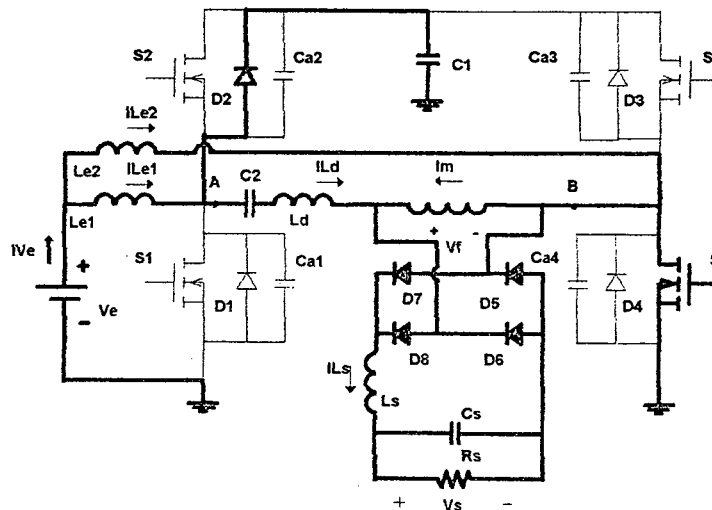


Fig.4.24 – Etapa 13 – Etapa de desmagnetização do indutor ressonante.



A corrente  $I_{Ld}$  continua a crescer até inverter de sentido e tornar-se positiva e atingir  $I_{Lin1}$ . Neste ponto encerra-se esta etapa.

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.134)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.135)$$

$$V_{ca3}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.136)$$

$$V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.137)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.138)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.139)$$

**Décima-quarta etapa –  $t_{13} < t < t_o$  – Etapa desmagnetização de  $L_D$ .**

O interruptor  $S_2$  entra em condução.  $I_{Ld}$  continua a crescer até atingir o valor  $I_{Ls} - I_m$ . Neste ponto a ponte retificadora deixa o estado de curto circuito e a estrutura assume as condições da primeira etapa

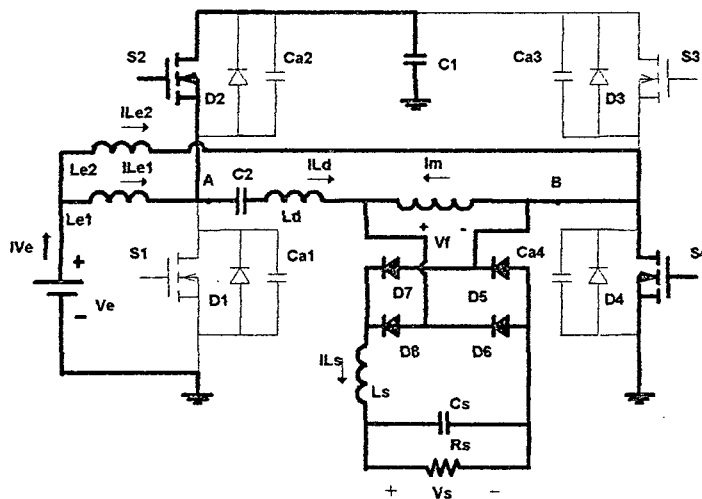


Fig.4.25 – Etapa 14 – Etapa de desmagnetização do indutor ressonante.

$$V_{ca1}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.140)$$

$$V_{ca2}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.141)$$

$$V_{ca3}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.142)$$

$$V_{ca4}(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.143)$$

$$V_{AB}(t) = \text{constante} = 2 \cdot V_e \quad (4.144)$$

$$V_f(t) = \text{constante} = 0 \quad (4.145)$$

#### 4.4 – CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A inclusão da indutância de dispersão no cálculo do ganho estático tem como consequência uma redução da razão cíclica efetiva do conversor. Durante os intervalos de mudança de estado do indutor, os diodos da ponte retificadora permanecem em curto circuito, não havendo portanto transferência de energia para a carga. Como consequência, há uma redução na tensão de saída  $V_s$ .

Desprezando-se os detalhes da transição de estado dos capacitores  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ , as formas de onda podem se observadas na Fig. 4.26.

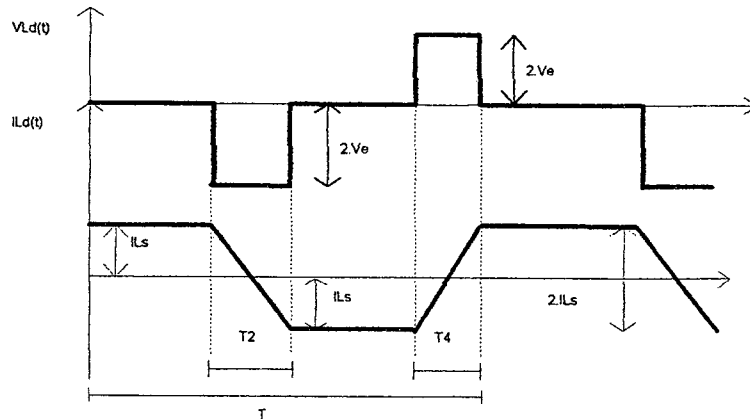


Fig. 4.26 – Tensão e corrente em  $L_d$  durante um período de funcionamento.

Os tempos de transição da corrente através da indutância de dispersão podem ser assim definidos:

$$T_2 = \frac{L_d \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (4.146)$$

$$T_4 = \frac{L_d \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (4.147)$$

Durante as transições de corrente no indutor ressonante não ocorre transferência efetiva de energia para a carga, assim como no período  $(1-D)T$ . Assim a tensão de saída média é dada por:

$$V_s = \frac{1}{T} \cdot \{ (2 \cdot D \cdot T \cdot V_e + [(1-D) \cdot T - T_4 - T_2] \cdot 2 \cdot V_e) \} \quad (4.148)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = q = 2 \cdot D - \frac{4 \cdot L_d \cdot f_c \cdot I_{Ls}}{V_e} \quad (4.149)$$

Este resultado prova que devido à derivada de corrente finita através do indutor ressonante, a tensão de saída do conversor não é independente da carga. A queda de tensão provocada por ela é dada por:

$$\Delta V = 4 \cdot I_{Ls} \cdot f_c \cdot L_d \quad (4.150)$$

A característica de saída do conversor fica assim representada por retas decrescentes.

O ganho estático é apresentado em função da corrente de saída normalizado  $I_{Lsn}$  na Fig. 4.27 .

$$I_{Lsn} = \frac{4 \cdot I_{Ls} \cdot f_c \cdot L_d}{V_e} \quad (4.151)$$

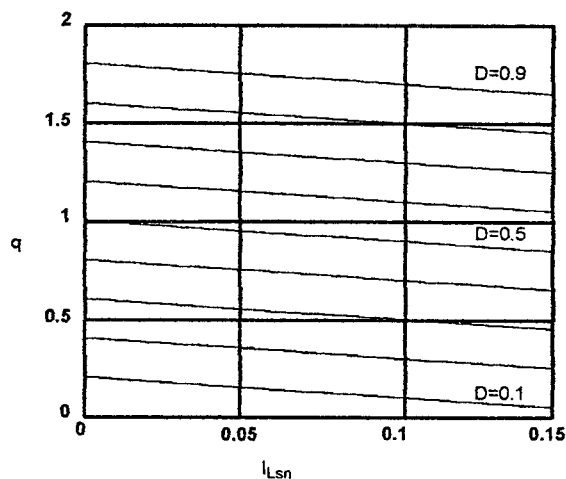


Fig. 4.27 – Característica de saída do conversor levando em conta a indutância ressonante.

Definindo-se a variável  $\alpha$ , pode-se parametrizar as equações.

$$\alpha = \frac{I_{Ls} \cdot L_D \cdot f_c}{V_e} \quad (4.152)$$

Portanto:

$$\frac{V_s}{V_e} = q = 2 \cdot D - 4 \cdot \alpha \quad (4.153)$$

#### 4.4.1 Cálculo da corrente magnetizante $I_m$

O cálculo do valor da corrente magnetizante circulante pelo transformador é de extrema importância neste tipo de conversor. O valor desta corrente é necessário para o correto dimensionamento de todos componentes envolvidos na operação do conversor.

Diferentemente dos conversores anteriormente apresentados, a corrente magnetizante é dada por:

$$I_m = 0 \quad (4.154)$$

#### 4.4.2 Cálculo da corrente média no indutor $L_D$

O valor médio da corrente no primário do transformador e conseqüentemente na indutância ressonante é nula devido a existência de  $C_2$ .

$$\overline{I_{Ld}} = 0 \quad (4.155)$$

#### 4.4.3 Cálculo das correntes de entrada

As correntes nos indutores de entrada devem ter valores iguais a metade da corrente total de entrada.

$$I_{Le1} = \frac{I_e}{2} \quad (4.156)$$

$$I_{Le2} = \frac{I_e}{2} \quad (4.157)$$

Desta forma a corrente de entrada fica preservada:

$$I_e = I_{Le1} + I_{Le2} \quad (4.158)$$

Aplicando-se (4.17) em (4.156) e (4.157) tem-se:

$$I_{Le1} = \frac{q \cdot I_{Ls}}{2} \quad (4.159)$$

$$I_{Le2} = \frac{q \cdot I_{Ls}}{2} \quad (4.160)$$

A existência de tempos retardo com diferenças mínimas nos sinais de comando dos braços pode alterar e desequilibrar as correntes de entrada. As correntes apesar de estáveis exigiriam esforços adicionais a um dos braços.

#### 4.5 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES.

A partir da análise das etapas de funcionamento do circuito, podemos determinar as seguintes relações:

**Interruptor S1** – O interruptor S1 conduz durante o intervalo  $\frac{D}{2}$ . O intervalo de tempo D.T corresponde ao período de transferência de energia entre a fonte de entrada e a carga. Existem duas transferências de energia em cada período de comutação. No primeiro conduzem os interruptores S<sub>1</sub> e S<sub>3</sub> e no segundo os interruptores S<sub>2</sub> e S<sub>4</sub>.

$$I_{S1med} = (I_{Ls} + I_{Le1}) \cdot \frac{D}{2} \quad (4.161)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.162), tem-se:

$$I_{S1med} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{D}{2} \cdot I_{Ls} \quad (4.162)$$

$$I_{S1ef} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \cdot I_{Ls} \quad (4.163)$$

**Interruptor S2** – O interruptor S2 conduz durante o intervalo D na segunda metade do período de comutação.

$$I_{S2med} = (I_{Ls} - I_{Le1}) \cdot \frac{D}{2} \quad (4.164)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.164), tem-se:

$$I_{S2med} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{D}{2} \cdot I_{Ls} \quad (4.165)$$

$$I_{S2ef} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot I_{Ls} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (4.166)$$

**Interruptor S3** – O interruptor S3 conduz durante a primeira metade (T/2) do período de comutação.

$$I_{S3med} = (I_{Ls} - I_{Le2}) \cdot \frac{1}{2} \quad (4.167)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.167), tem-se:

$$I_{S3med} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{I_{Ls}}{2} \quad (4.168)$$

$$I_{S3ef} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{I_{Ls}}{\sqrt{2}} \quad (4.169)$$

**Interruptor S4** – O interruptor S4 conduz durante a primeira metade (T/2) do período de comutação.

$$I_{S4med} = (I_{Ls} + I_{Le2}) \cdot \frac{1}{2} \quad (4.170)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.170), tem-se:

$$I_{S4med} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{I_{Ls}}{2} \quad (4.171)$$

$$I_{S4ef} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot \frac{I_{Ls}}{\sqrt{2}} \quad (4.172)$$

Os diodos D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> conduzem durante o intervalo  $(\frac{1}{2} - \frac{D}{2}) \cdot T$  portanto devem ser levados em consideração durante o dimensionamento. Os diodos D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub> conduzem somente durante as comutações.

**Diodo D1** – O diodo D1 conduz durante o período  $(\frac{1}{2} - \frac{D}{2}) \cdot T$  de comutação.

$$I_{D1med} = (I_{Ls} - I_{Le1}) \cdot (\frac{1}{2} - \frac{D}{2}) \quad (4.173)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.173), tem-se:

$$I_{D1med} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot I_{Ls} \cdot (\frac{1}{2} - \frac{D}{2}) \quad (4.174)$$

$$I_{D1ef} = (1 - D + 2 \cdot \alpha) \cdot I_{Ls} \cdot \sqrt{(\frac{1}{2} - \frac{D}{2})} \quad (4.175)$$

**Diodo D2** – O diodo D2 conduz durante o período  $(\frac{1}{2} - D) \cdot T$  de comutação.

$$I_{D2med} = (I_{Ls} + I_{Le1}) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{D}{2}\right) \quad (4.176)$$

Aplicando-se (4.154), (4.159) e (4.160) em (4.176), tem-se:

$$I_{D2med} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot I_{Ls} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{D}{2}\right) \quad (4.177)$$

$$I_{D2ef} = (1 + D - 2 \cdot \alpha) \cdot I_{Ls} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{D}{2}\right)} \quad (4.178)$$

As correntes médias e eficazes normalizadas a que os interruptores e diodos estão submetidos:

$$\overline{I_{Sxmedio}} = \frac{I_{Sxmed}}{I_{Ls}} \quad (4.179)$$

$$\overline{I_{Sxeficaz}} = \frac{I_{Sxef}}{I_{Ls}} \quad (4.180)$$

$$\overline{I_{Dxmedio}} = \frac{I_{Dxmed}}{I_{Ls}} \quad (4.181)$$

$$\overline{I_{Dxeficaz}} = \frac{I_{Dxef}}{I_{Ls}} \quad (4.182)$$

Nas Figuras 4.28 e 4.29 apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{D1medio}$  e  $I_{D2medio}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

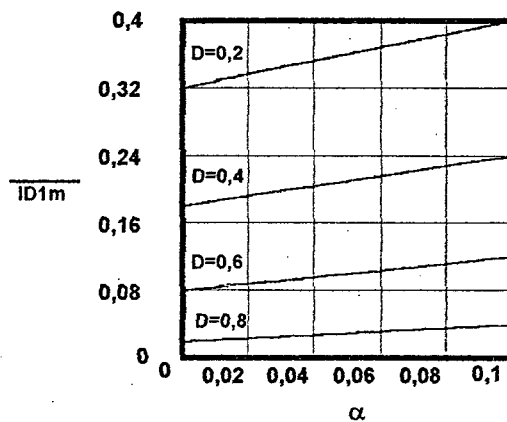


Fig. 4.28 – Curvas normalizadas da corrente média através de D1 versus  $\alpha$ .

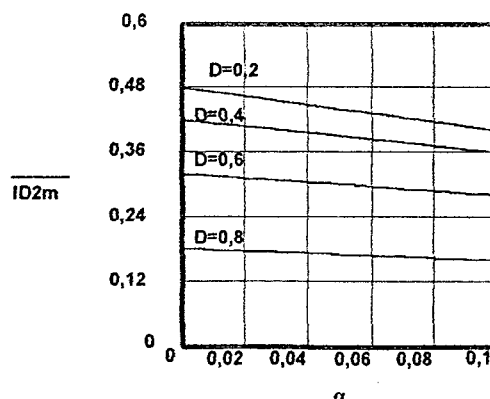


Fig. 4.29 – Curvas normalizadas da corrente média através D2 versus  $\alpha$ .

Nas Fig.4.30 e Fig. 4.31 apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S1\text{médio}}$  e  $I_{S2\text{médio}}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

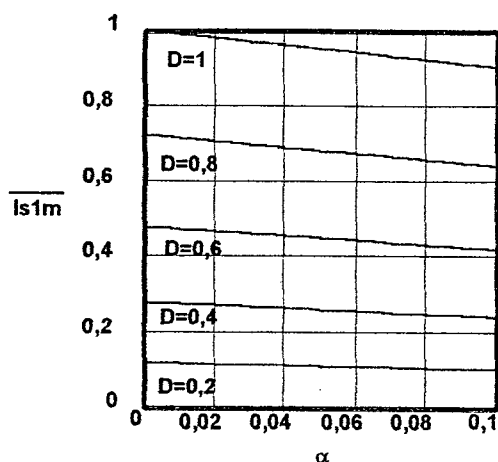


Fig. 4.30 – Curvas normalizadas da corrente média através de S1 versus  $\alpha$ .

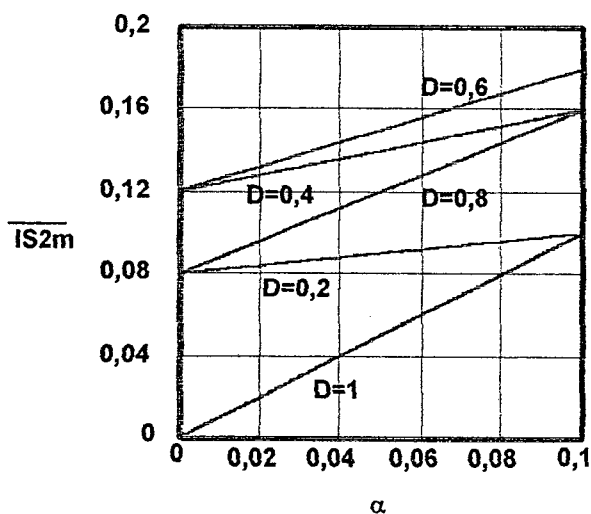


Fig. 4.31 – Curvas normalizadas da corrente média através de S2 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 4.32 e Fig. 4.33 apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S3\text{médio}}$  e  $I_{S4\text{médio}}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

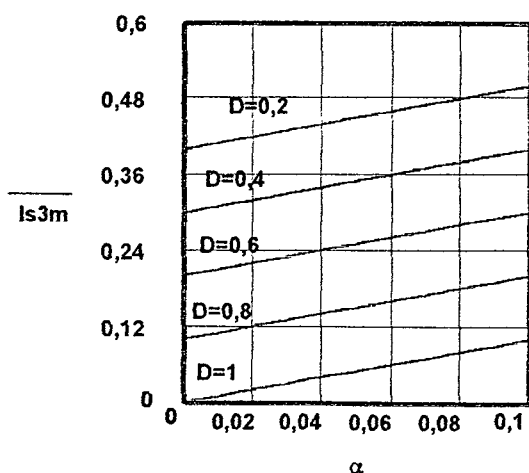


Fig. 4.32 – Curvas normalizadas da corrente média através de S3 versus  $\alpha$ .

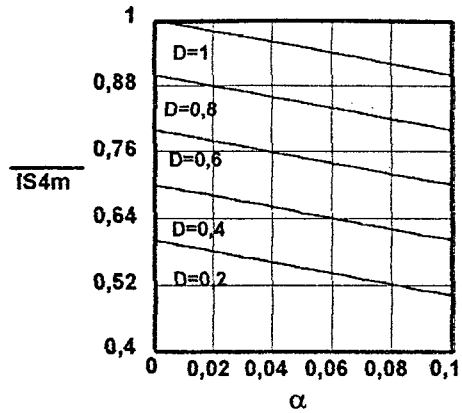


Fig. 4.33 – Curvas normalizadas da corrente média através de S4 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 4.34 e Fig. 4.35 apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S1eficaz}$  e  $I_{S2eficaz}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

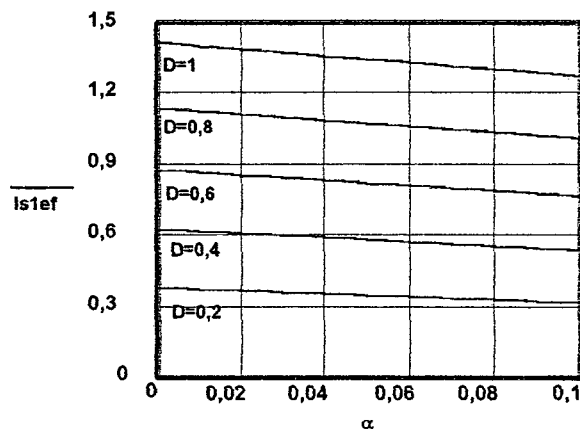


Fig. 4.34 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S1 versus  $\alpha$ .

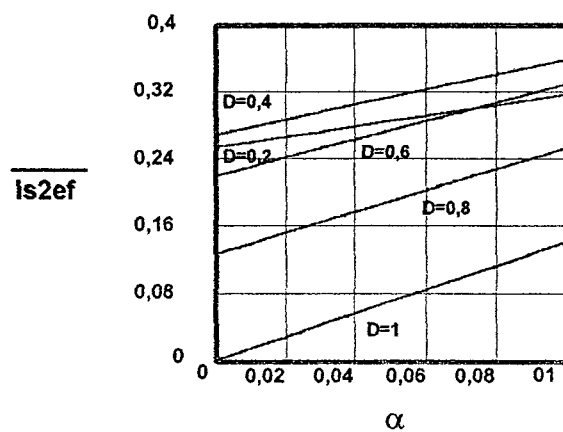


Fig. 4.35 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S2 versus  $\alpha$ .

Nas Fig. 4.36 e Fig. 4.37 apresentam-se respectivamente as curvas de  $I_{S3eficaz}$  e  $I_{S4eficaz}$  em função de  $\alpha$ , tomando-se D como parâmetro.

Pode-se observar pelos gráficos que os esforços nos interruptores tornam-se mais homogêneos quando a razão cíclica tende ao máximo (D=1).



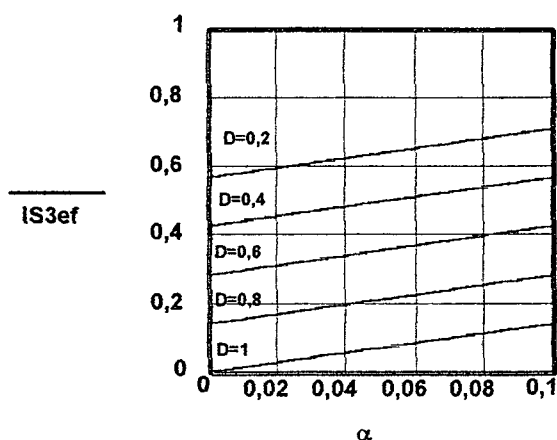


Fig. 4.36 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S3 versus  $\alpha$ .

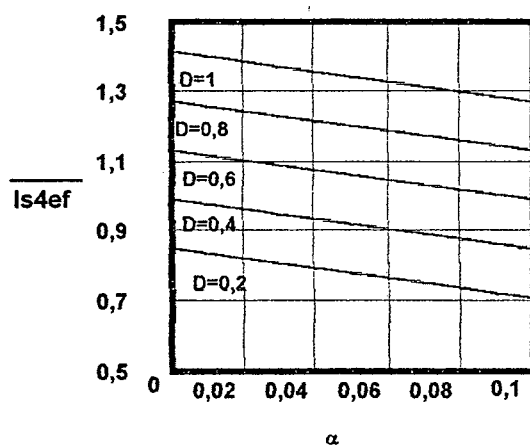


Fig. 4.37 – Curvas normalizadas da corrente eficaz através de S4 versus  $\alpha$ .

## 4.6 ESTUDO DAS COMUTAÇÕES

A cada período de funcionamento ocorrem duas comutações com etapas ressonantes. Somente na comutação de S3 e S4 ocorrem estas etapas, os interruptores S1 e S2 comutam sob corrente constante durante todo o processo. As condições em que ocorrem estas comutações são as mesma do conversor meia ponte apresentado no Capítulo II. Uma análise preliminar do circuito mostra que o indutor ressonante  $L_d$  tem mais energia para a comutação durante a etapa de bloqueio de S3 do que durante o bloqueio de S4. A energia a ser transferida é proporcional a carga dos capacitores  $C_{a3}$  e  $C_{a4}$ .

As condições para o bloqueio de S4 são nitidamente mais adversas. A transição das tensões dos capacitores deve ser feito com uma corrente inferior e com a concorrência da corrente  $I_{Le2}$ . À medida que a corrente de carga diminui, ocorre uma situação crítica quando toda energia acumulada no indutor é despendida na carga do capacitor  $C_{a3}$ .

Inexistindo devolução de energia via D4. Se a corrente chegar a níveis inferiores a este, como no Capítulo II, perde-se a comutação ZVS.

#### 4.7 PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

As especificações a serem atendidas pelo conversor são:

- $V_e = 400V$ ;
- $V_s = (60 \pm 1) V$ ;
- $P_s = 600W$ ;
- $f_c = 25kHz$ ;

Conseqüentemente, pode-se definir:

- $R_s = 6\Omega$ ;
- $I_e = 1,5A$ ;
- $I_{Ls} = 10A$ .

A relação de transformação ( $n$ ) deve ser arbitrada levando-se em consideração a razão cíclica nominal de operação do conversor. Uma escolha inadequada pode exigir esforços desnecessários dos semicondutores ou, por outro lado, estreitar a faixa de comutação suave do conversor.

$$n = 0,25 \quad (4.183)$$

Referido-se as grandezas ao primário tem-se:

$$V_{Ssec} = \frac{V_s}{n} \quad (4.184)$$

$$V_{Ssec} = 240 V$$

$$I_{Lssec} = I_{Ls} \cdot n \quad (4.185)$$

$$I_{Lssec} = 2,5 A$$

$$q = \frac{V_{Ssec}}{V_e} \quad (4.186)$$

$$q = 0,6$$

Define-se a constante  $\alpha$  como:

$$\alpha = 0,05$$

Assim  $\alpha$  também fica definido como:

$$D = \frac{4 \cdot \alpha + q}{2} \quad (4.187)$$

$$D = 0,4$$

Deve-se levar em conta que arbitrando-se um valor muito baixo para  $\alpha$  a faixa de comutação ZVS fica restringida, ao passo que ao escolher-se um valor muito elevado a faixa de operação do conversor é restringida por  $D > 2 \cdot \alpha$  e os esforços de corrente e tensão nos semicondutores são aumentados.

Escolhendo-se a variação total das correntes de entrada como sendo 20% do valor nominal. Um valor mais elevado para a ondulação de corrente nos indutores de entrada justifica-se pois a corrente final de entrada será uma composição das duas correntes nos indutores. Assim tem-se:

$$\Delta I_{Le1} = 0,075 \text{ A} \quad (4.188)$$

$$\Delta I_{Le2} = 0,075 \text{ A} \quad (4.189)$$

A corrente de saída como não sofre deste benefício, tem sua ondulação limitada a 10% da corrente total de saída.

$$\Delta I_{Ls} = 1 \text{ A} \quad (4.190)$$

Escolhendo-se a variação tensão de saída como sendo 1% do valor nominal, tem-se:

$$\Delta V_s = 0,01 \cdot V_s \quad (4.191)$$

$$\Delta V_s = 600 \text{ mV}$$

Pode-se determinar o valor de  $L_D$ :

$$L_D = \frac{\alpha \cdot V_e}{I_{Lssec} \cdot f_c} \quad (4.192)$$

$$L_D = 320 \mu\text{H}$$

Os elementos de filtragem:

$$L_e = \frac{V_e}{2 \cdot \Delta I_e \cdot f_c} \quad (4.193)$$

$$L_e = 53 \text{ mH}$$

$$L_s = \frac{V_e \cdot n \cdot 0.125}{\Delta I_{Ls} \cdot f_c} \quad (4.194)$$

$$L_s = 320 \mu\text{H}$$

$$C_s = \frac{\Delta I_{Ls}}{8 \cdot f_c \cdot \Delta V_s} \quad (4.195)$$

$$C_s = 8,3 \mu\text{F}$$

Os elementos de transferência de energia:

$$\Delta V_{C1} = 0,01 \cdot V_{C1} \quad (4.196)$$

$$\Delta V_{C1} = 4 \text{ V}$$

$$C_1 = \frac{(1-D) \cdot I_{Ssec} \cdot q}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_{C1}} \quad (4.197)$$

$$C_1 = 5,2 \mu\text{F}$$

$$V_{C2} = 0V \quad (4.198)$$

$$\Delta V_{C2} = 5V \quad (4.199)$$

$$C_2 = \frac{I_{Lssec}}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_{C2}} \quad (4.200)$$

$$C_2 = 10\mu F$$

Os elementos de comutação:

$$I_m = 0A \quad (4.201)$$

$$Z_o = \frac{V_o}{(1-D) \cdot (I_{Lssec} - I_e)} \quad (4.202)$$

$$C_{aeq} < \frac{L_D}{Z_o^2} \quad (4.203)$$

$$C_{aeq} < 2,2nF \quad (4.204)$$

$$C_{aeq} = 1nF$$

Portanto:

$$C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = \frac{C_{aeq}}{2} = 500pF \quad (4.205)$$

A partir dos valores calculados deve-se calcular a faixa de comutação suave e caso esta seja insuficiente recalcula-se o conversor alterando os valores de n e  $C_{aeq}$ .

$$L_D \cdot I_{Lsmin}^2 \left[ n - \frac{n \cdot q}{2} \right]^2 - (C_{a3} + C_{a4}) \cdot 4 \cdot V_o^2 = 0 \quad (4.206)$$

A solução numérica encontrada foi :

$$I_{Lsmin} = \sqrt{\frac{4 \cdot C_{aeq} \cdot V_o^2}{L_D \cdot \left( n - \frac{n \cdot q}{2} \right)^2}} \quad (4.207)$$

$$I_{Lsmin} = 8,27A$$

A corrente mínima para ainda obter-se comutação suave é 82,7% da corrente de carga nominal o que significa uma faixa restrita de comutação suave. Durante a construção do protótipo a capacitância própria dos interruptores deve ser considerada.

## 4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o auxílio do programa PSpice foram feitas algumas simulações para determinar o funcionamento do circuito.

O circuito foi simulado utilizando-se componentes ideais exceto os interruptores de potência e diodos anti-paralelo. Os resultados são apresentados a seguir:

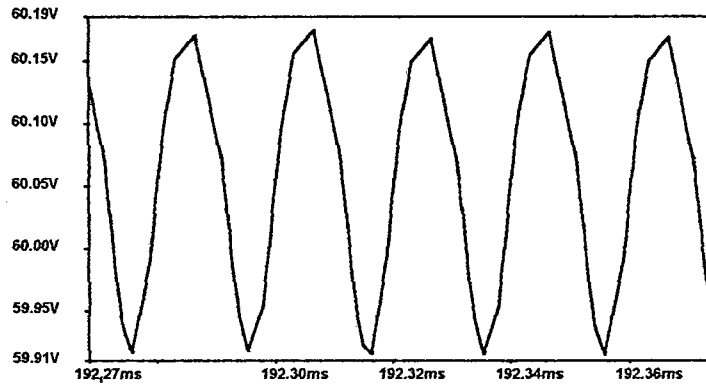


Fig. 4.38 – Tensão de saída  $V_s$ .

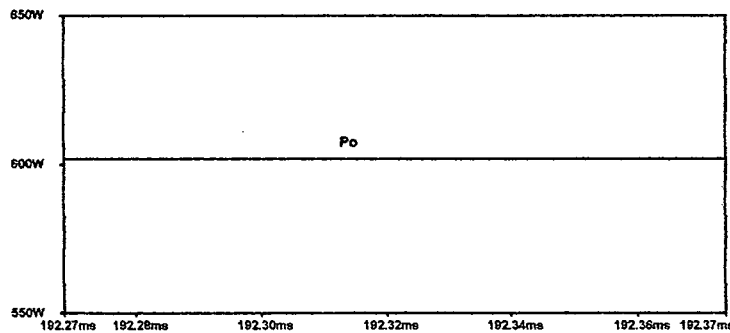


Fig. 4.39 – Potência média de saída  $P_s$ .

A Fig. 4.38 apresenta a tensão de saída produzida pelo conversor. Para esta tensão e uma corrente  $I_{Ls} = 10A$  produz uma potência ativa de saída de aproximadamente 600W como se observa na Fig. 4.39.

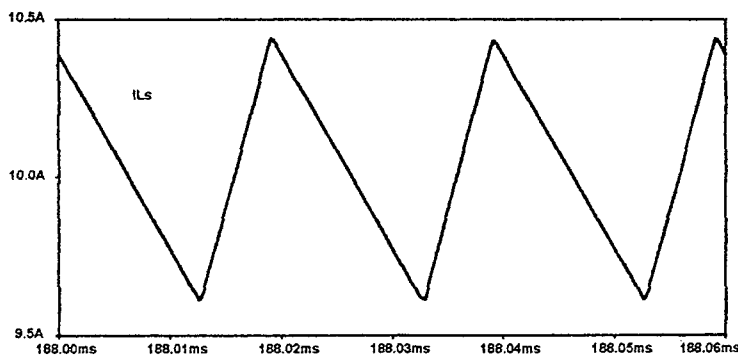


Fig. 4.40 – Corrente  $I_{Ls}$ .

As Fig. 4.40, Fig. 4.41 Fig. 4.42 e Fig. 4.43 apresentam respectivamente: as correntes  $I_{Ls}$ ,  $I_e$ ,  $I_{Le1}$ ,  $I_{Le2}$ , a tensão sobre o capacitor C1 (que é a tensão de grampeamento sobre S1, S2, S3 e S4) e finalmente a tensão sobre o capacitor C2. Pode-se observar que tanto o valor médio como a ondulação estão dentro das especificações iniciais.

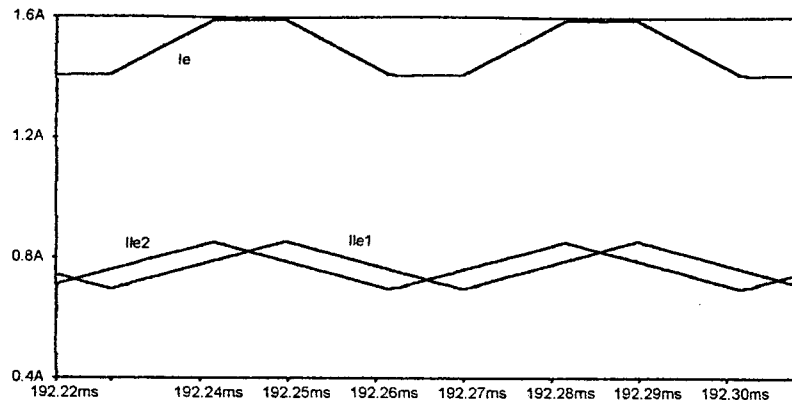


Fig. 4.41 – Correntes  $I_{Le1}$ ,  $I_{Le2}$  e  $I_e$ .

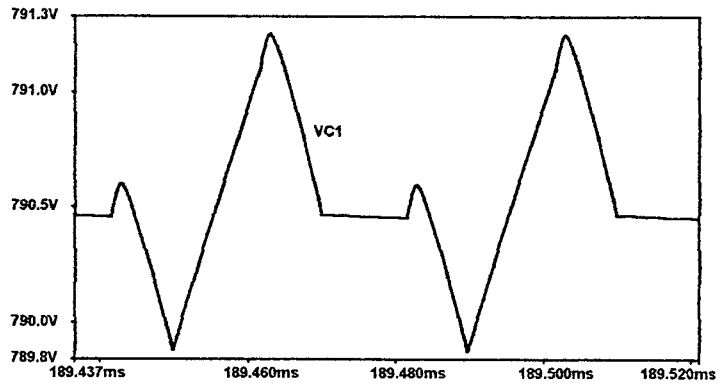


Fig. 4.42 – Tensão de grampeamento  $V_{C1}$ .

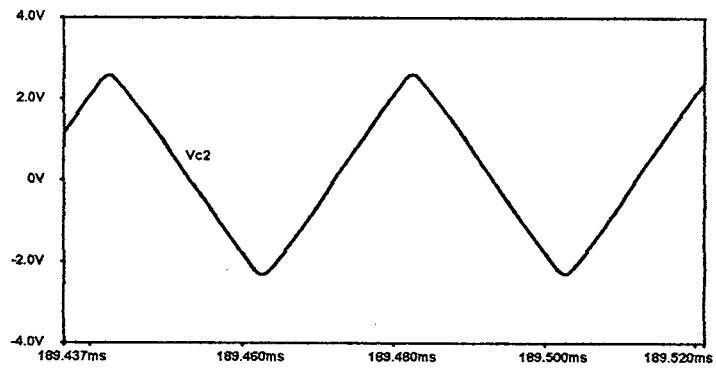


Fig. 4.43 – Tensão  $V_{C2}$ .

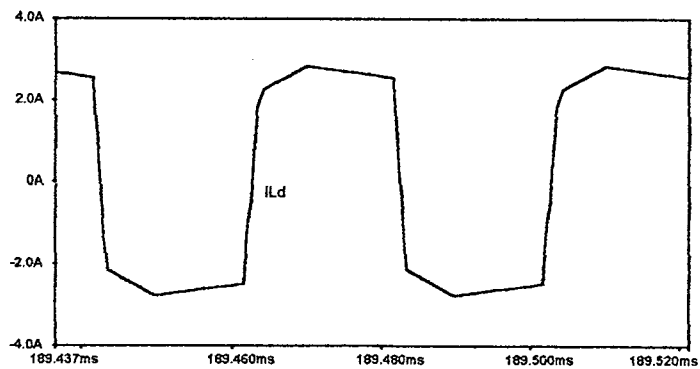


Fig. 4.44 – Corrente  $I_{Ld}$ .

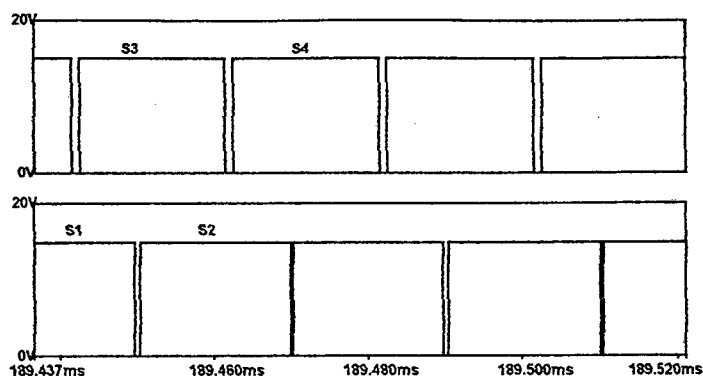


Fig. 4.45 – Tensões de comando dos interruptores.

A Fig. 4.44 apresenta a corrente sobre a indutância ressonante. A Fig. 4.45 apresenta os sinais de comando aplicados às interruptores S1,S2,S3 e S4; a freqüência de comutação é 25 kHz e o tempo morto entre as comutações é de 1  $\mu$ s.

A Fig. 4.46 apresenta a corrente sobre o interruptor S1 e a tensão aplicada sobre S1 e D1 (dividida por 100 para melhor visualização). As Fig. 4.47, 4.48 e 4.49 apresentam os mesmos dados porém agora para os interruptores S2, S3 e S4 e os diodos D2, D3 e D4.

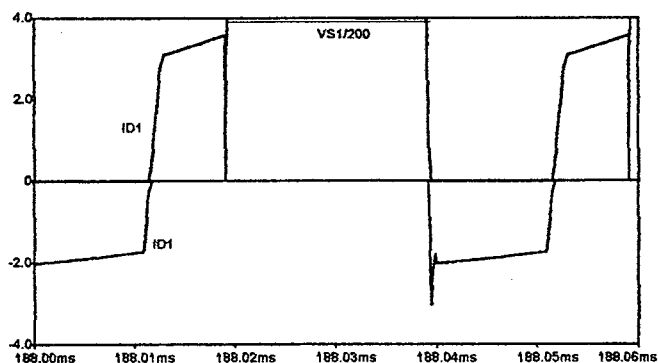


Fig. 4.46 – Tensão  $V_{S1}$  e correntes  $I_{S1}$  e  $I_{D1}$

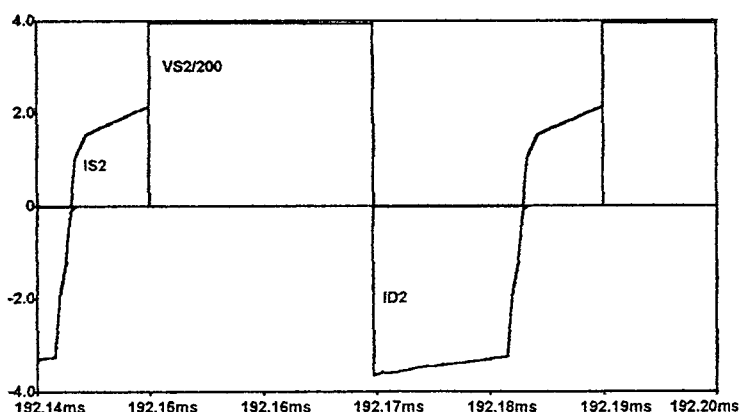


Fig. 4.47 – Tensão  $V_{S2}$  e corrente  $I_{S2}$  e  $I_{D2}$ .

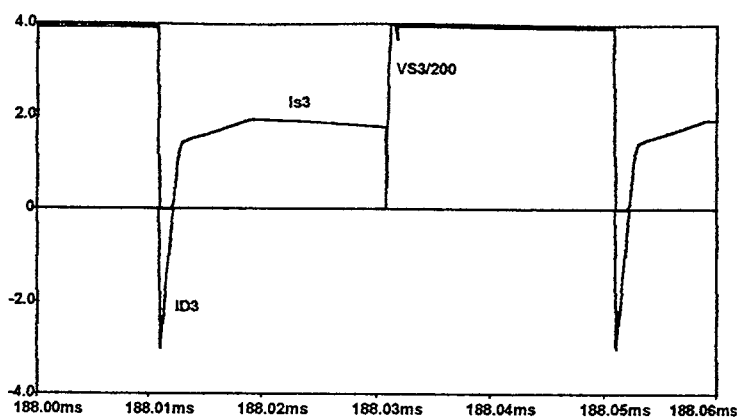


Fig. 4.48 – Tensão  $V_{S3}$  e correntes  $I_{S3}$  e  $I_{D3}$ .

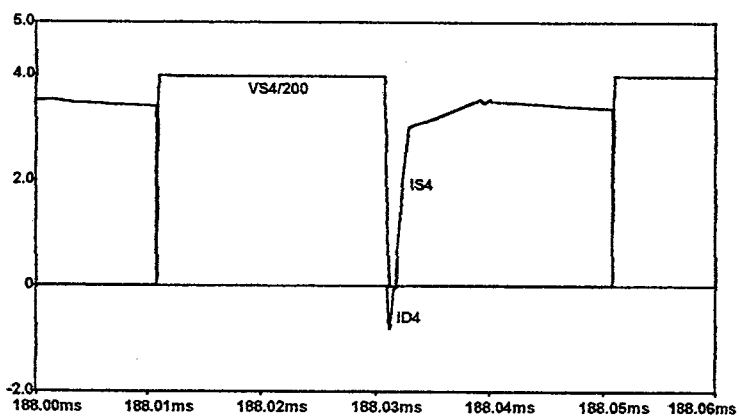


Fig. 4.49 – Tensão  $V_{S4}$  e correntes  $I_{S4}$  e  $I_{D4}$ .

		Corrente eficaz	Corrente média
S1	Teórico	1,45 A	650 mA
	Simulado	1,35 A	574 mA
	Erro %	7%	12%
S2	Teórico	783 mA	350 mA
	Simulado	727 mA	299 mA
	Erro %	7%	14%
S3	Teórico	1,24 A	875 mA
	Simulado	1,23 A	835 mA
	Erro %	1%	5%
S4	Teórico	2,30 A	1,62 A
	Simulado	2,31 A	1,57 A
	Erro %	0,5%	3%
D1	Teórico	979 mA	525 mA
	Simulado	1,05 A	576 mA
	Erro %	7%	9%
D2	Teórico	1,78 A	980 mA
	Simulado	1,90 A	1,08 A
	Erro %	6%	9%

Tabela 4.1 – Erros entre os resultados teóricos e obtidos via simulação.



## 4.9 – DADOS CONSTRUTIVOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

O esquema de potência do conversor CC-CC é mostrado na Fig. 4.50 . Os capacitores auxiliares de 300 pF são substituídos pela capacitância intrínseca dos IGBTs.

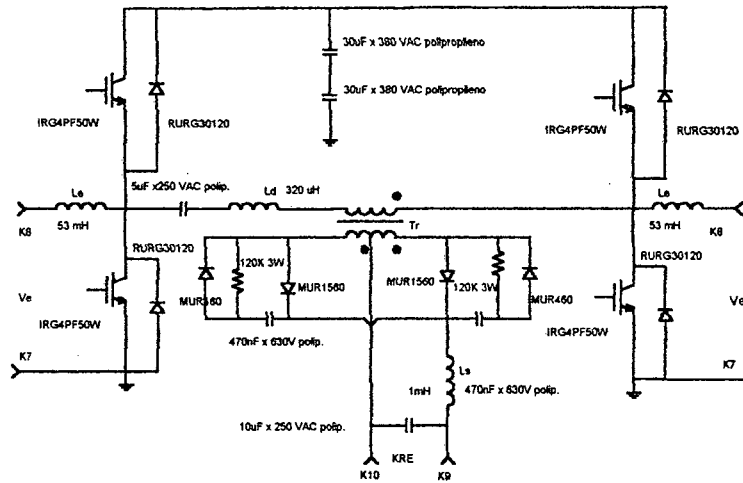


Fig. 4.50 – Diagrama de potência do conversor.

### 4.9.1 – Dimensionamento dos indutores Le1 e Le2:

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{epico}} = 825 \text{ mA}$$

$$I_{L_{eficaz}} = 800 \text{ mA}$$

$$L_{ex} = 53 \text{ mH}$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T}$$

$$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_e \cdot I_{L_{epico}} \cdot I_{L_{eficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (4.208)$$

$$A_e A_w = 3 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_{ex}$  : Indutância dos indutores;

$I_{L_{epico}}$  : Corrente de pico máximo no indutor (para tensão de entrada mínima);

$I_{L_{eficaz}}$  : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{max}$  : Densidade máxima de corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE55 .

$$A_w = 2,5 \text{ cm}^2$$

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado expressão (4.209).

$$N = \frac{L_e \cdot I_{Le\text{pico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (4.209)$$

$N = 411$  espiras

A expressão (4.210) determina o entreferro total.

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_e} \quad (4.210)$$

Entreferro em cada perna:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (4.211)$$

$\Delta l_g = 0,07$  cm

Determina-se a seção do condutor:

$$S = \frac{I_{Le\text{eficaz}}}{J_{\text{max}}} \quad (4.212)$$

Seção do condutor  $S = 0,02$  cm<sup>2</sup>.

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (4.213)$$

diam=0,078 cm

Adota-se fio 24 AWG que apresenta uma seção reta  $S_{24} = 0,002047$  cm<sup>2</sup>

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (4.214)$$

Assume-se:  $nf=1$  fio simples.

Posibilidade de execução:

$$\text{Área ocupada pelo cobre } A_{CU} = N \cdot 0,002047 \quad A_{CU} = 0,85 \text{ cm}^2 \quad (4.215)$$

$$P_{\text{exec}} = \frac{A_{CU}}{A_W} \quad P_{\text{exec}} = 0,33 \quad (4.216)$$

Dados finais do indutor:

$L_e=53$  mH       $N=411$  espiras      fio 24AWG       $\Delta l_g=0,7$  mm

#### 4.9.2 – Dimensionamento do indutor $L_s$

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{spico}} = 10,5 \text{ A} \quad I_{L_{seficaz}} = 10 \text{ A} \quad L_s = 1 \text{ mH}$$

$$B_{max} = 0,35 \text{ T} \quad J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinado pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_s \cdot I_{L_{spico}} \cdot I_{L_{seficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (4.217)$$

$$A_e A_w = 7,5 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_s$  : Indutância do indutor;

$I_{L_{spico}}$  : Corrente de pico máximo no indutor (para tensão de entrada mínima);

$I_{L_{seficaz}}$  : Corrente eficaz máxima (para tensão de entrada mínima);

$B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{max}$  : Densidade máxima de corrente.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE65/26.

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad A_e = 5,3 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_s \cdot I_{L_{spico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (4.218)$$

$$N = 55 \text{ espiras}$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_s} \quad (4.219)$$

A expressão (4.220) estabelece o entreferro em cada perna:

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad (4.220)$$

$$\Delta l_g = 0,1 \text{ cm}$$

Determina-se a seção do condutor pela expressão (4.221).

$$S = \frac{I_{L_{seficaz}}}{J_{max}} \quad (4.221)$$

Seção do condutor  $S = 0,025 \text{ cm}^2$ .

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (4.222)$$

diam=0,0078 cm

Adota-se o fio 24 AWG que apresenta uma seção reta  $S_{24} = 0,002047 \text{ cm}^2$

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (4.223)$$

Assume-se: nf=12 fios em paralelo.

Possibilidade de execução:

$$\text{Área ocupada pelo cobre } A_{CU} = N \cdot 0,002047 \quad A_{CU} = 1,38 \text{ cm}^2 \quad (4.224)$$

$$P_{exec} = \frac{A_{CU}}{A_W} \quad P_{exec} = 0,37 \quad (4.225)$$

Dados finais do indutor:

$L_s = 1 \text{ mH}$        $N = 56$  espiras      12 fios 24AWG em paralelo       $\Delta l_g = 1 \text{ mm}$

### 4.9.3 – Dimensionamento do indutor $L_d$

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$$I_{L_{dpico}} = 3 \text{ A} \quad I_{L_{deficaz}} = 2,5 \text{ A} \quad L_s = 320 \mu\text{H}$$

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$$

O produto das áreas da janela e entreferro é determinada pela seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_d \cdot I_{L_{dpico}} \cdot I_{L_{deficaz}} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max}} \quad (4.226)$$

$$A_e A_w = 0,5 \text{ cm}^4$$

Onde:

$L_d$ : Indutância do indutor;

$I_{L_{dpico}}$ : Corrente de pico máximo no indutor;

$I_{L_{deficaz}}$ : Corrente eficaz máxima;

$B$ : Densidade máxima de fluxo magnético;

$J_{max}$ : Densidade de corrente máxima.

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE42/20 .

$$A_w = 0,85 \text{ cm}^2 \quad e \quad A_e = 1,2 \text{ cm}^2$$

O número de espira é determinado pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L_d \cdot I_{L_{dpico}} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad (4.227)$$

$$N = 23 \text{ espiras}$$

Com a seguinte expressão determina-se o entreferro total :

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{L_e} \quad (4.228)$$

Entreferro em cada perna é dado pela expressão (4.229).

$$\Delta l_g = \frac{l_g}{2} \quad \text{Logo,} \quad (4.229)$$

$$\Delta l_g = 0,12 \text{ cm}$$

Determina-se a seção do condutor através da expressão (4.230).

$$S = \frac{I_{\text{sefcaz}}}{J_{\text{max}}} \quad (4.230)$$

Seção do condutor  $S = 0,0071 \text{ cm}^2$ .

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$\text{diam} = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (4.231)$$

$$\text{diam} = 0,078 \text{ cm}$$

Adota-se o fio 24 AWG que tem uma seção reta  $S_{24} = 0,002047 \text{ cm}^2$ .

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$nf = \frac{S}{S_{24}} \quad (4.232)$$

Assume-se:  $nf=4$  fios em paralelo.

Verificação de possibilidade de execução:

$$\text{Área ocupada pelo cobre } A_{CU} = N \cdot 0,002047 \quad A_{CU} = 0,18 \text{ cm}^2 \quad (4.233)$$

$$P_{\text{exec}} = \frac{A_{CU}}{A_W} \quad P_{\text{exec}} = 0,22 \quad (4.234)$$

Dados finais do indutor:

$$L_d = 480 \mu\text{H} \quad N = 30 \text{ espiras} \quad 4 \text{ fios } 24\text{AWG em paralelo} \quad \Delta l_g = 1,2 \text{ mm}$$

#### 4.9.4 – Dimensionamento do Transformador:

As correntes de pico e eficaz máximas são obtidas por meio de simulação numérica:

$P_o = 600\text{W}$	$f_s = 25 \text{ kHz}$	$I_{\text{ef}} = 2,5 \text{ A}$
$K_u = 0,4$	$B_{\text{max}} = 0,25 \text{ T}$	$J_{\text{max}} = 350 \text{ A/cm}^2$
$K_p = 0,4$	$K_t = 1$	$V_{\text{min}} = 400 \text{ V}$
$n = 0,25$	$I_{\text{sef}} = 6,5 \text{ A}$	

Onde:

- $P_s$  : Potência de saída;  
 $f_s$  : Freqüência de comutação;  
 $K_u$ : Fator de utilização da janela do núcleo;  
 $K_p$ : Fator de utilização do primário;  
 $K_t$ : Fator de topologia;  
 $I_{ef}$  : Corrente eficaz no primário;  
 $I_{sef}$  : Corrente eficaz no secundário;  
 $B$  : Densidade máxima de fluxo magnético;  
 $J_{max}$  : Densidade máxima de corrente;  
 $V_{min}$  : Tensão mínima aplicada ao primário;  
 $n$  : Relação de transformação.

O produto das áreas da janela é determinada pela expressão (4.235).

$$A_e A_w = \left( \frac{P_s \cdot 10^4}{K_p \cdot K_u \cdot K_t \cdot f_s \cdot B \cdot J_{max}} \right)^{1.31} \quad (4.235)$$

$$A_e A_w = 16,7 \text{ cm}^4$$

De onde se escolhe o núcleo IP12 – EE65/26 .

$$A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad A_e = 5,31 \text{ cm}^2$$

O número de espiras do primário é determinado pela expressão (4.236).

$$N_p = \frac{V_{min}}{2 \cdot B \cdot A_e \cdot f_s \cdot 10^{-4}} \quad (4.236)$$

$$N_p = 60$$

Determina-se a seção do condutor utilizado no primário:

$$S_p = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (4.237)$$

Seção do condutor  $S_p = 0.065 \text{ cm}^2$  fio 19 AWG

Considerando-se o efeito pelicular, o diâmetro máximo pode ser:

$$diam = 2 \cdot \frac{6,2}{\sqrt{f_s}} \quad (4.238)$$

$$diam = 0.078 \text{ cm}$$

Escolhe-se fio 22 AWG  $S_{22} = 0.003255 \text{ cm}^2$

Número de fios em paralelo para formar o cabo:

$$n_{fp} = \frac{S}{S_{22}} \quad (4.239)$$

Assume-se:  $nf_p = 3$  fios em paralelo.

O número de espiras do secundário pode ser determinado pela expressão (4.240):

$$N_s = n \cdot N_p \quad (4.240)$$

$$N_s = 15$$

O número de fios que compõe o cabo pode ser determinado da mesma forma que o primário e resulta em:

$$nf_s = 7$$

Dados finais do transformador:

Núcleo EE 65-26 Thornton

Primário: 60 espiras de cabo composto de 3 fios de bitola 22 AWG

Secundário: 30 espiras de cabo composto de 7 fios de bitola 22 AWG com tap central

#### 4.10 – CIRCUITOS DE COMANDO E CONTROLE DO CONVERSOR

O circuito de comando tradicional para uma estrutura tipo phase-shift consiste de um circuito integrado dedicado tipo UC 3875. Este tipo de circuito é muito utilizado no conversor ponte-completa ZVS. O conversor proposto poderia ser diretamente acionado por este circuito integrado. Porém, a estrutura pode ser melhor compreendida se analisada como dois conversores boost bi-direcionais em corrente, trabalhando com defasagem, conforme a Fig. 4.51. Cada braço trabalha com um período de condução dos interruptores igual à metade do período total de comutação. A defasagem entre os conversores é determinada pela razão cíclica de trabalho do conversor.

Considerando-se a operação ideal, sem nenhum desequilíbrio entre os sinais de comando do interruptors, as correntes  $I_{Le1}$  e  $I_{Le2}$  tendem a ser levemente desequilibradas. Este desequilíbrio depende da razão cíclica de operação do conversor. Com razão cíclica unitária, ou seja  $180^\circ$  de defasagem entre os sinais de comando, as corrente apresentam valores iguais, a medida que a razão cíclica diminui, o desequilíbrio aumenta. Outro fator importante é a ondulação sobre o capacitor C1, quanto maior a ondulação, maior o desequilíbrio.

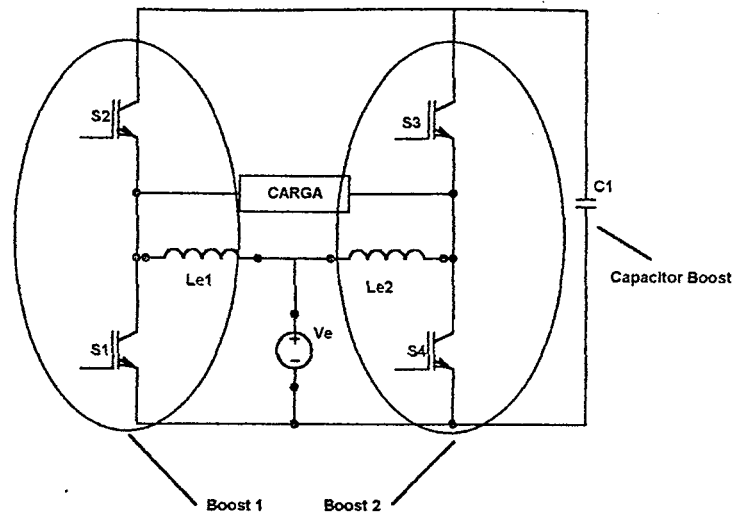


Fig. 4.51 – Diagrama de potência do conversor.

Em uma primeira abordagem este conversor foi comandado em malha aberta diretamente pelo UC 3875, conforme a Fig. 4.52 . Nesta situação, as não idealidades do comando são predominantes, onde diferenças da ordem de 200 ns podem fazer um braço assumir 100 % da corrente de entrada.

O comando consiste de uma estrutura em malha aberta. A tensão presente no pino 4 determina a razão cíclica. Os arranjos RC nos pinos 7 e 15 determinam o tempo morto entre os sinais dos braços. O arranjo RC presente no pino 16 estabelece a frequência de operação. A interface entre o 3875 e os interruptores de potência é feita por circuitos próprios de driver tipo SKHI 10 op. A função desta interface é promover a isolação galvânica entre o circuito de controle do conversor e as altas tensões a que os interruptores são submetidas. A utilização desta configuração tem como objetivo propiciar a melhor dinâmica possível a estrutura pois ela deve reproduzir o sinal de entrada com a maior fidelidade. Outra característica desta estrutura é que o interruptor é bloqueado por tensão negativa, o que melhora a confiabilidade do comando.

O resultado obtido por este tipo de comando pode ser observado na Fig. 4.53 Esta figura apresenta as correntes nos indutores de entrada e a corrente na fonte de entrada. Pode-se notar o desequilíbrio entre as correntes de entrada em função da alta sensibilidade da topologia às imperfeições no sinal de comando.



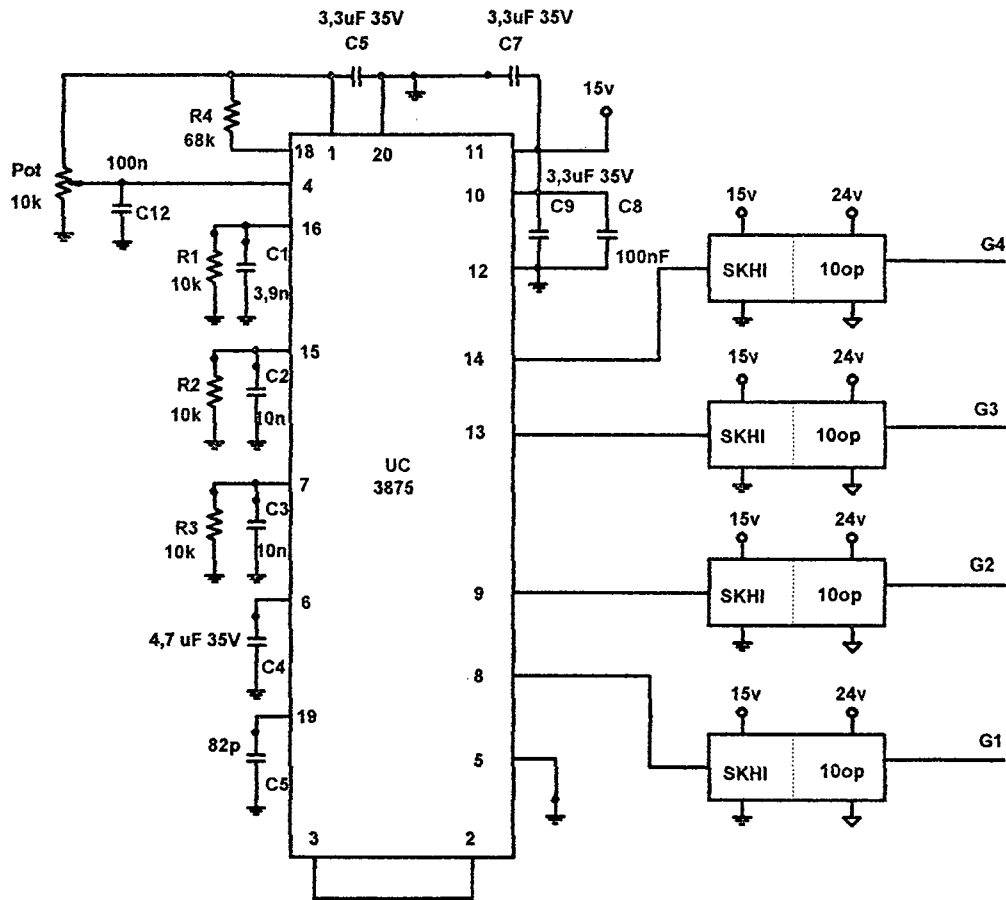
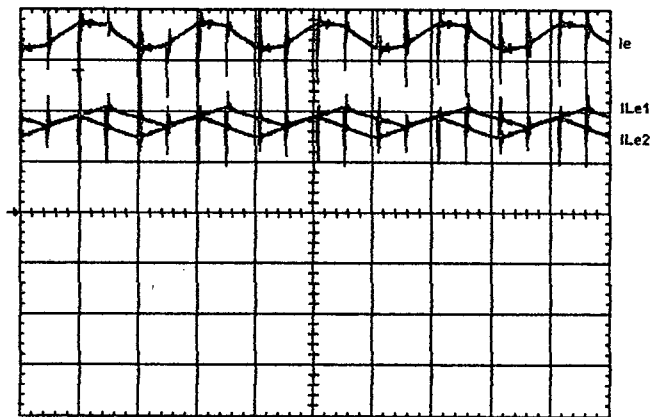


Fig. 4.52 – Diagrama de controle do conversor.

A solução para este problema é o monitoramento das correntes de entrada e atuação no tempo de condução dos interruptores. Portanto haveria dois controles operando no conversor: o primeiro controlaria a defasagem entre os comandos dos braços e conseqüentemente a transferência de energia entre entrada e saída; o segundo controlaria a relação entre o tempo de condução dos interruptores do braço.



$I_{Le1}, I_{Le2}, I_e - 400 \text{ mA/div } 20 \mu\text{s/div}$

Fig. 4.53 – Correntes desequilibradas de entrada.

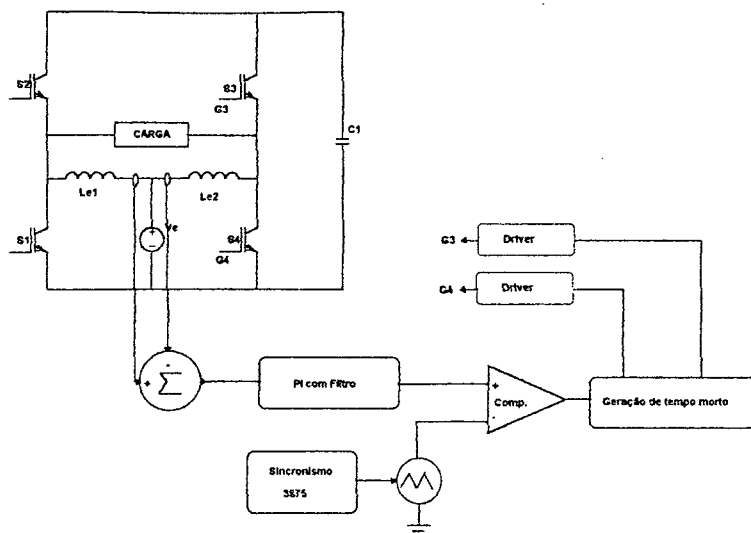


Fig. 4.54 – Diagrama de blocos do controle.

A solução proposta pode ser observada na Fig. 4.54. A corrente que atravessa os indutores de entrada é monitorada e passa por um subtrator. Este sinal passa por um controlador proporcional-integral (PI) com filtro sendo a referência zero. O sinal de saída do controlador deve ser comparado a uma onda triangular sincronizada pelo controlador phase-shift. O sinal proveniente do comparador passa por um gerador de tempo morto, que deve ser ajustado para propiciar comutação ZVS, e aciona os interruptores de um dos braços do conversor através de circuitos de drivers.

#### 4.10.1 – Cálculo do compensador proporcional integral com filtro

O circuito compensador adotado é um simples proporcional integral com filtro. Do ponto de vista do desequilíbrio das correntes de entrada, o conversor pode ser modelado como dois conversores Boost operando em paralelo. A escolha do compensador foi feita baseada na experiência de controle de conversores Boost em correção de fator de potência. O controlador em questão pode ser visto na Fig. 4.55

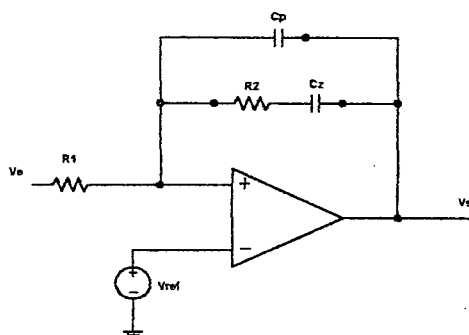


Fig. 4.55 – Diagrama do compensador PI com filtro.

As especificações para o cálculo do compensador são:

$V_e = 400V$	Tensão de entrada;
$V_{c1} = 800 V$	Tensão de grampeamento;
$P_s = 600 W$	Potência nominal;
$L_{e1} = 53 \text{ mH}$	Indutor de entrada;
$f_c = 25 \text{ kHz}$	Frequência de comutação;
$V_T = 5,2 V$	Tensão de pico da onda dente de serra;
$gc = 1$	Ganho do sensor de corrente;
$C_1 = 15 \text{ uF}$	Capacitância de grampeamento.

Função de transferência do conversor Boost :

$$G = \frac{V_{c1}}{s \cdot L_{e1}} \quad (4.241)$$

Função de transferência do conversor Boost incluindo medição e rampa:

$$G = \frac{V_{c1}}{V_T} \cdot \frac{gc}{s \cdot L_{e1}} \quad (4.242)$$

Função de transferência do compensador PI com filtro:

$$H = \frac{\frac{1}{R_2 \cdot C_Z} + s}{R_1 \cdot C_p \cdot s \cdot \left( s + \frac{C_p + C_Z}{R_2 \cdot C_p \cdot C_Z} \right)} \quad (4.243)$$

Derivada da corrente no indutor:

$$\frac{di_{L_{e1}}}{dt} = \frac{gc \cdot V_e}{L_{e1}} \quad (4.244)$$

Derivada da tensão no sinal dente de serra:

$$tg = V_T \cdot f_c \quad (4.245)$$

O ganho máximo do compensador se apresenta quando as duas derivadas são iguais, portanto dividindo-se (4.245) por (4.244):

$$G_{MAX} = \frac{V_T \cdot f_c \cdot L_{e1}}{gc \cdot V_e} \quad (4.246)$$

Recomenda-se que o ganho seja menor que o ganho máximo calculado. Desta forma, toma-se um valor de:

$$G_{MAX} = 470 \quad (4.247)$$

A variável K representa o ganho do compensador na faixa plana (frequência entre o zero e o polo do compensador):

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.248)$$

Assume-se que  $K=G_{MAX}$ , portanto:

$$K = 470$$

Adota-se como valor inicial:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

Determina-se então  $R_2$  :

$$R_2 = K \cdot R_1 \quad (4.249)$$

Assume-se valor comercial  $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$

A freqüência de cruzamento resultante ocorre quando for satisfeita a condição de módulo, ou seja:

$$\frac{V_o \cdot g_c}{s \cdot L_{e1} \cdot V_T} \cdot \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad (4.250)$$

A partir desta expressão determina-se a freqüência de cruzamento:

$$f_{cz} = \frac{V_o \cdot g_c}{2 \cdot \pi \cdot L_{e1} \cdot V_T} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (4.251)$$

$$f_{cz} = 363 \text{ Hz}$$

A alocação do zero pode ser feita na freqüência de cruzamento ou logo abaixo à mesma. Assim, considerou-se um quarto da freqüência de cruzamento.

$$f_z = \frac{f_{cz}}{4} \quad (4.252)$$

$$f_z = 90 \text{ Hz}$$

A locação do polo pode ser feita na metade da freqüência de comutação  $f_c$ , ou na mesma freqüência de  $f_s$  (pode ser alocado em 6 a 10 vezes a do zero).

$$f_p = \frac{f_c}{2} \quad (4.253)$$

$$f_p = 12,5 \text{ kHz}$$

Com estas freqüências do polo e zero determinam-se os parâmetros do compensador:

O zero fica assim definido:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_z} \quad (4.254)$$

Portanto,

$$C_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot f_z} \quad (4.255)$$

$$C_z = 3,9nF$$

O pólo por sua vez:

$$f_p = \frac{C_z + C_p}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_z \cdot C_p} \quad (4.256)$$

Portanto,

$$C_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot f_p - \frac{1}{C_z}} \quad (4.257)$$

$$C_p = 27pF$$

Baseado nos parâmetros encontrados, serão desenhados os diagramas de Bode e de Fase das funções de transferência do conversor e compensador. Os diagramas de Bode de módulo e de fase são apresentados nas Fig. 4.56 e Fig. 4.57 .

Módulo e fase do conversor:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(|G|) \quad (4.258)$$

$$G_{fase} = \tan^{-1}(G) \quad (4.259)$$

Módulo e fase do compensador:

$$H_{dB} = 20 \cdot \log(|H|) \quad (4.260)$$

$$H_{fase} = \tan^{-1}(H) \quad (4.261)$$

O encadeamento do conversor e compensador gera uma nova função: a FTLA (Função de Transferência em Laço Aberto) que idealmente deve se comportar como um integrador puro.

$$FTLA_{dB} = G_{dB} + H_{dB} \quad (4.262)$$

$$FTLA_{fase} = G_{fase} + H_{fase} \quad (4.263)$$

A estabilidade do controle pode ser estabelecida através da margem de fase final:

$$MF = 180 + FTLA_{fase}(f_c) \quad (4.264)$$

$$MF = 74,3^\circ$$

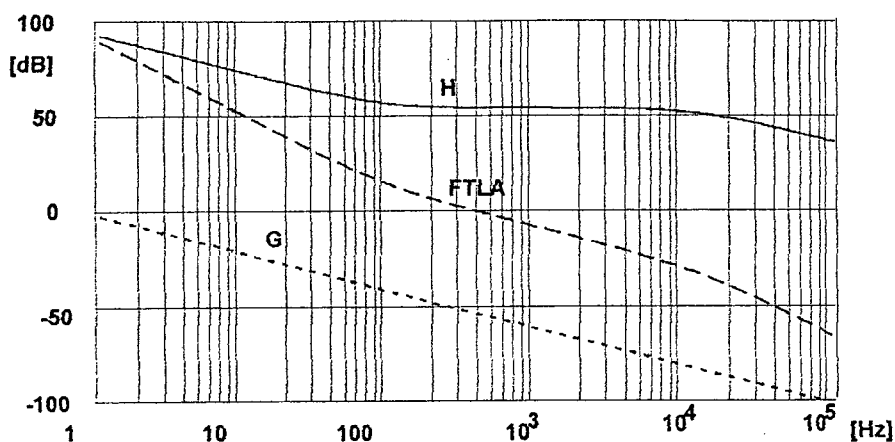


Fig. 4.56 – Diagrama de Bode de módulo.

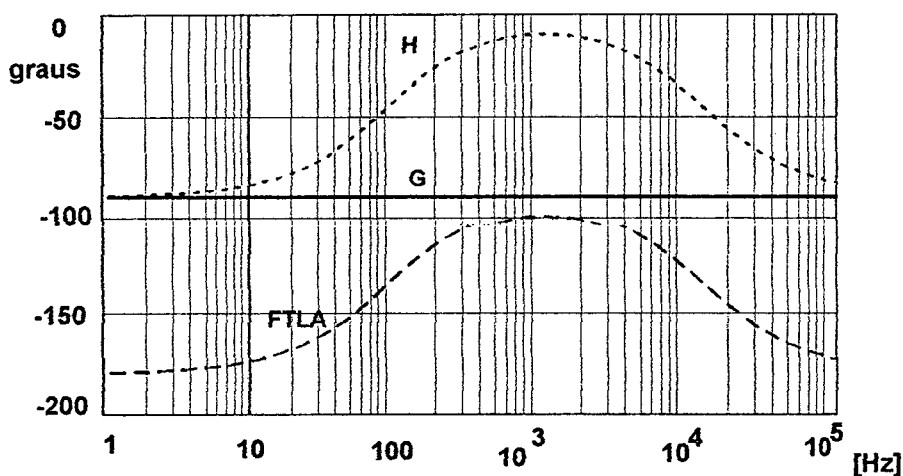


Fig. 4.57 – Diagrama de Bode de fase.

#### 4.10.2 – Implementação

Na Fig. 4.58 pode-se observar a implementação prática do controlador em questão. O sinal com largura de pulso variável para o acionamento dos interruptores S1 e S2 é gerado por um circuito integrado dedicado tipo 3525. O sinal proveniente da saída 8 do CI 3875 serve como sincronismo para a onda dente de serra do CI 3525. O tempo de condução do interruptor S1 em relação o interruptor S2 é determinado por um controlador proporcional integral. As saídas do CI 3525 são ligadas a entrada do circuito gerador de tempo morto, que é composto de porta inversoras CMOS com histerese tipo 40106. A correta combinação de valores dos resistores e dos capacitores determina o tempo morto final. Estão representados os drivers (um para cada interruptor). A frequência de comutação é a mesma do UC 3875 (Mestre).

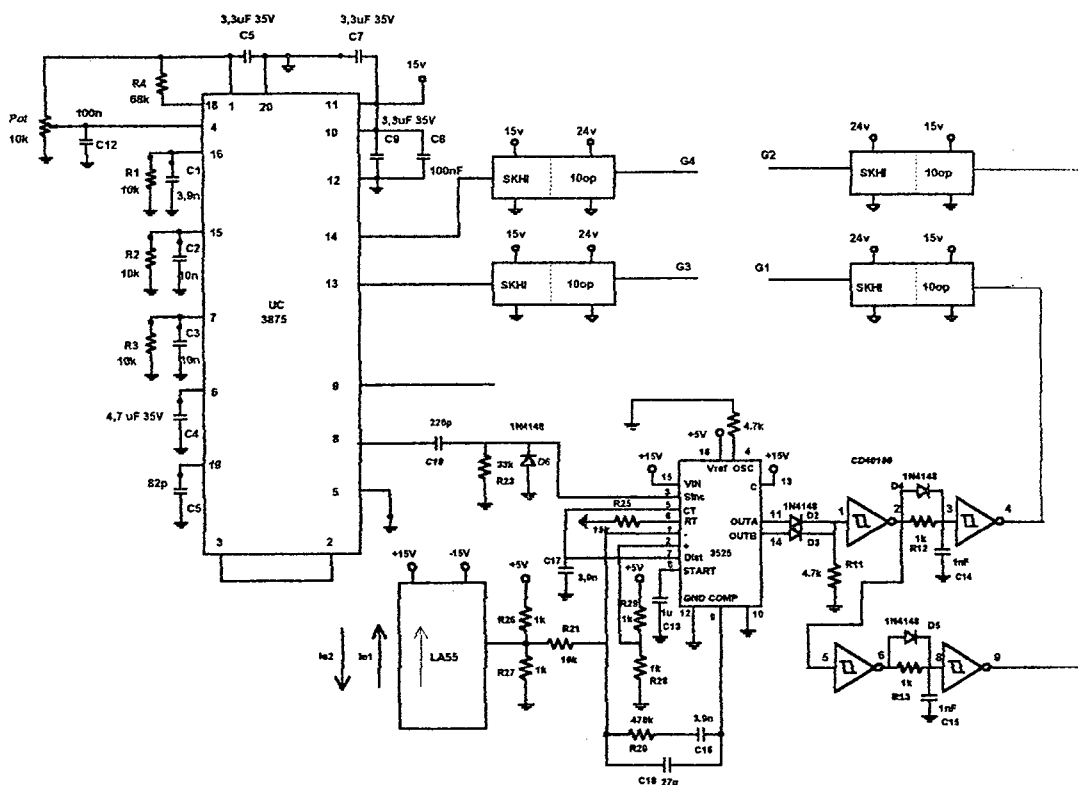


Fig. 4.58 – Diagrama do controle implementado.

## 4.11 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais de um protótipo de laboratório projetado conforme apresentado no item 4.9. O esquema de potência é apresentado na Fig. 4.50 .

As eventuais indutâncias parasitas introduzidas pelos cabos de entrada são incorporadas à indutância  $L_e$ . A indutância de dispersão do primário é englobada pela indutância ressonante  $L_d$ , esta indutância foi medida com auxílio de uma ponte RLC e mediu-se aproximadamente  $15 \mu\text{H}$ . Este valor deve ser subtraído do indutor  $L_d$ . As indutâncias de dispersão dos secundários provocam sobretensões nos diodos retificadores e geram a necessidade de circuitos grameadores passivos (R, C e D).

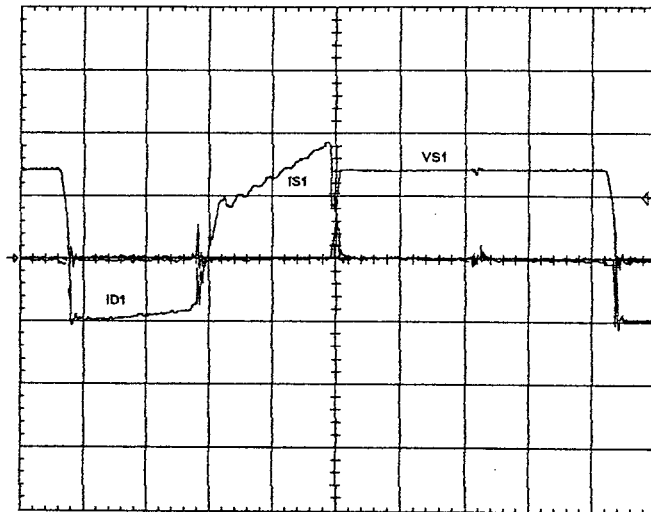
Os entreferros dos indutores foram ajustados com o auxílio da ponte HP 4262A.

### 4.11.1 – Formas de onda

Consegue-se a condição nominal do conversor ( $V_e = 400\text{V}$ ;  $V_s = 60\text{V}$ ;  $I_{Ls} = 10\text{A}$ ) com razão cíclica 0,42. Com o auxílio do osciloscópio Tektronix TDS são feitas aquisições das formas de onda da estrutura.

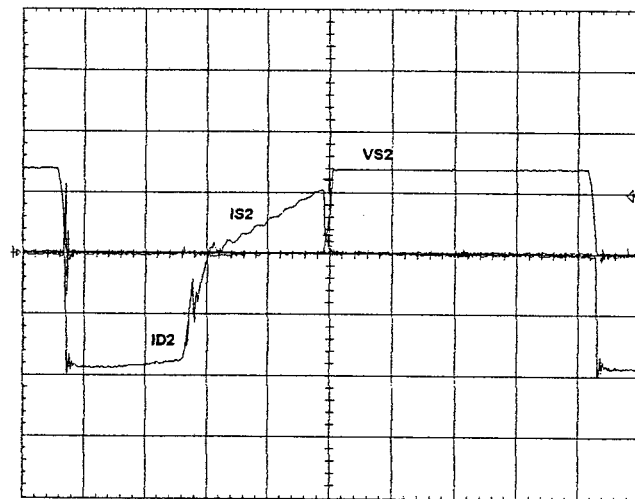
Em primeiro lugar são mostradas as formas de onda dos interruptores principais:  $S_1$  a  $S_4$ , respectivamente Fig. 4.59 e Fig. 4.62 . Chama a atenção a ocorrência de comutações

suaves nos dois dispositivos. Observa-se que a tensão máxima sobre estes interruptores está limitada a tensão  $V_{C1}$  e esta tensão tem valor fixo igual a dobro da tensão de entrada.  $S_1$  e  $S_2$  conduzem por menos tempo que  $S_4$  e  $S_3$  no tempo restante conduzem os diodos  $D_1$  e  $D_2$ .



$V_{s1} - 250 \text{ V/div } 4 \mu\text{s/div } I_{S1} - 2 \text{ A/div } I_{D1} - 0,5 \text{ A/div}$

Fig. 4.59 – Tensão e corrente através do interruptor  $S_1$ .

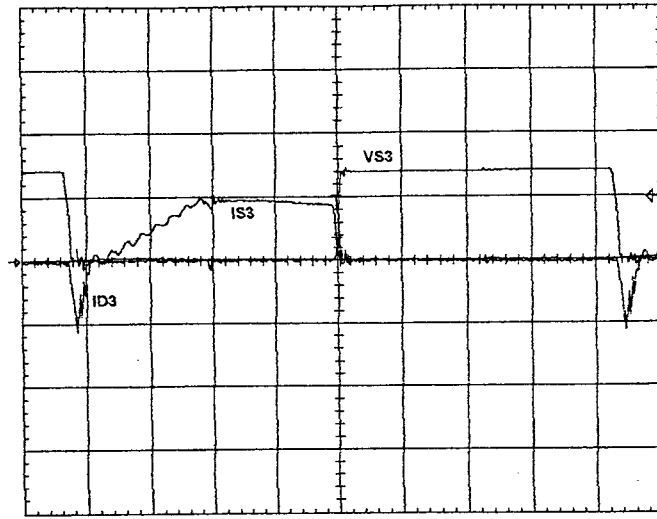


$V_{s2} - 500 \text{ V/div } 5 \mu\text{s/div } I_{S2} - 2 \text{ A/div } I_{D2} - 2 \text{ A/div}$

Fig. 4.60 – Tensão e corrente através do interruptor  $S_2$ .

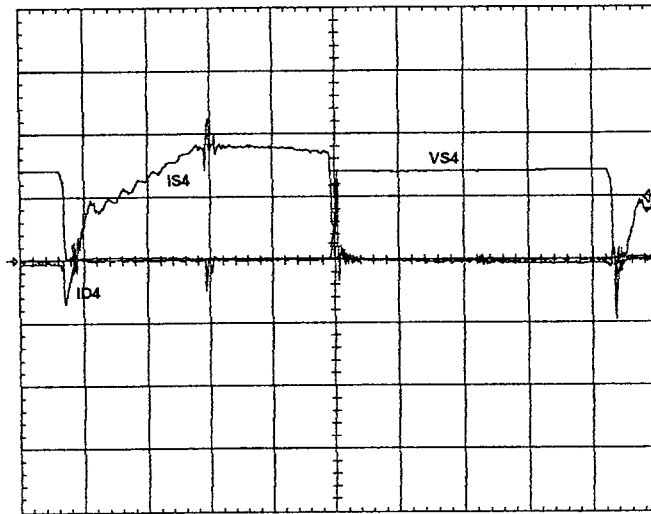
Deve-se observar nas Fig. 4.59 a Fig. 4.62 que por se tratar de um interruptor de potência tipo IGBT as correntes do interruptor e do diodo podem ser dissociadas. As comutações dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  ocorrem sempre de forma suave independentemente da energia acumulada no indutor  $L_D$ . Os interruptores  $S_3$  e  $S_4$ , por sua vez, exigem uma etapa ressonante para comutarem sob tensão nula.





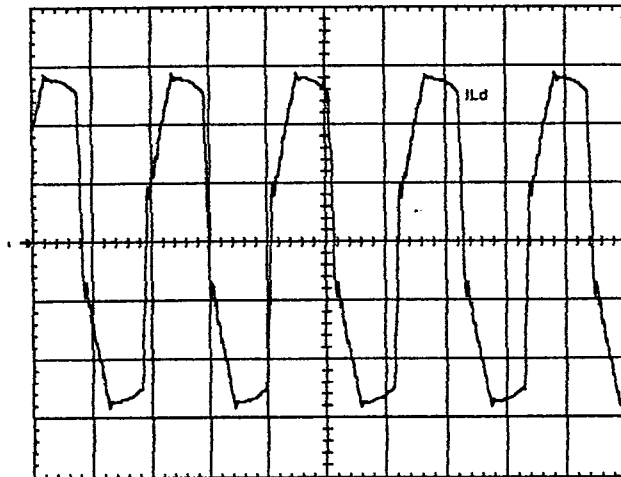
$V_{s3} - 500 \text{ V/div } 5 \mu\text{s/div } I_{s3} - 2 \text{ A/div } I_{D3} - 2 \text{ A/div}$

Fig. 4.61 – Tensão e corrente através do interruptor S3.



$V_{s4} - 500 \text{ V/div } 5 \mu\text{s/div } I_{s4} - 2 \text{ A/div } I_{D4} - 2 \text{ A/div}$

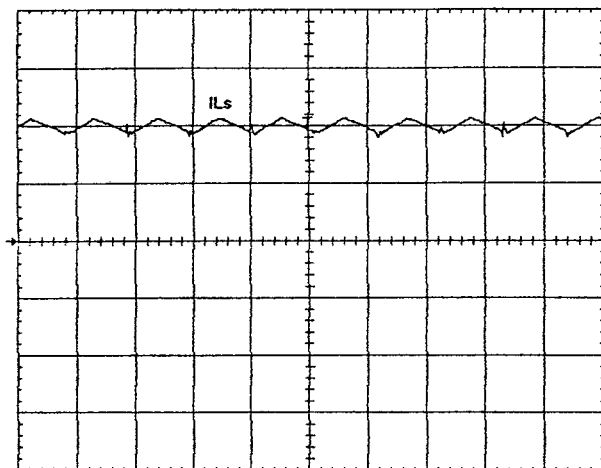
Fig. 4.62 – Tensão e corrente através do interruptor S4 e diodo D4.



$I_{Ld} - 1 \text{ A/div } 20 \mu\text{s/div}$

Fig. 4.63 – Corrente através através do indutor de ressonância  $L_d$ .

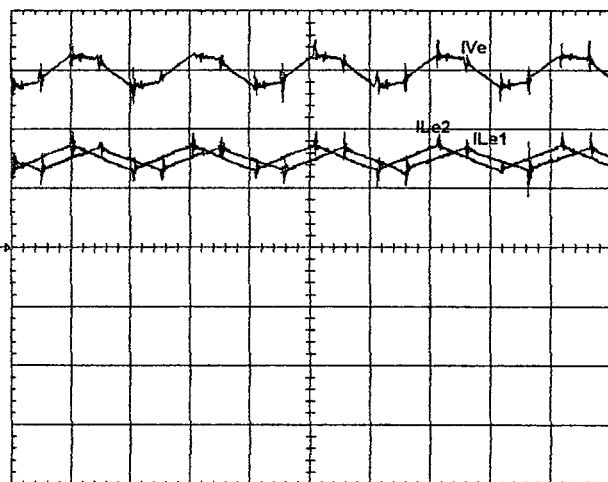
Na Fig. 4.63 apresenta-se a corrente no indutor  $L_d$ ; pode-se notar que esta corrente tem simetria devido a operação do conversor com razão cíclica de valor igual a 0,5 e ausência de corrente magnetizante.



$I_{Ls} - 5 A/div 20 \mu s/div$

Fig. 4.64 – Corrente através do indutor de saída  $L_s$ .

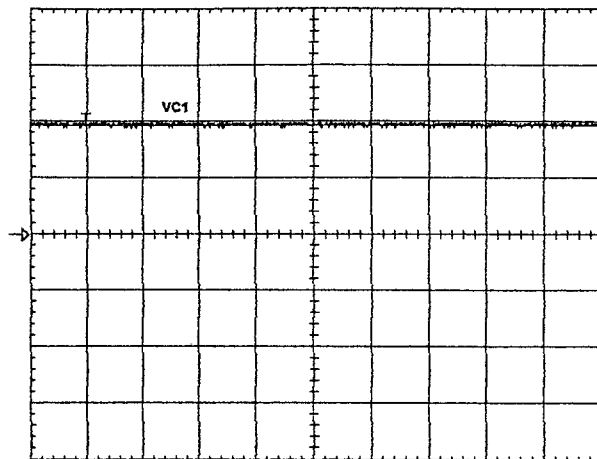
A ondulação da corrente do filtro de saída é mostrada na Fig. 4.64. Ela se mantém dentro dos níveis assumidos no projeto, com um valor de 1A de pico a pico. Da mesma forma as correntes de entrada são apresentadas na Fig. 4.65. Pode-se observar a eficácia do controle de desequilíbrio de corrente.



$I_{Le} - 500 mA/div 40 \mu s/div$

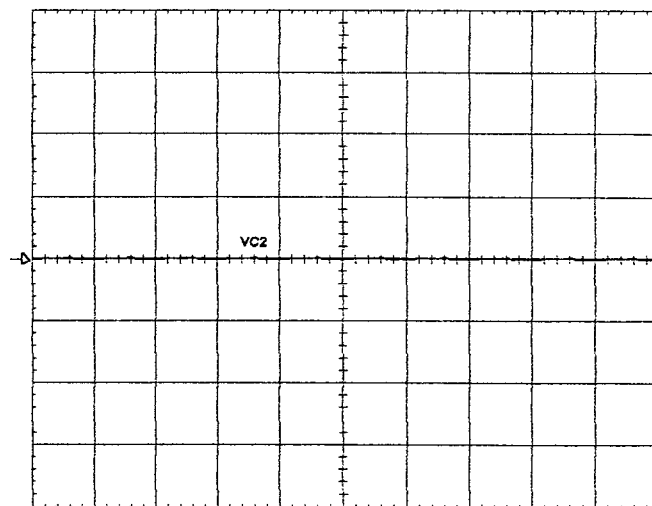
Fig. 4.65 – Corrente através do indutor de entrada  $L_e$ .

Na Fig. 4.66 apresenta-se a tensão de grampeamento dos interruptores  $V_{C1}$ . O valor encontrado é bem próximo do calculado. Pequenas sobretensões podem ocorrer devido às indutâncias parasitas deste laço. A Fig. 4.67 apresenta a tensão sobre o capacitor de bloqueio CC (C2) e conforme esperado, apresenta tensão nula. A presença deste capacitor garante a inexistência de corrente média circulante na malha  $Le1/Le2/Ld/Lm$ .



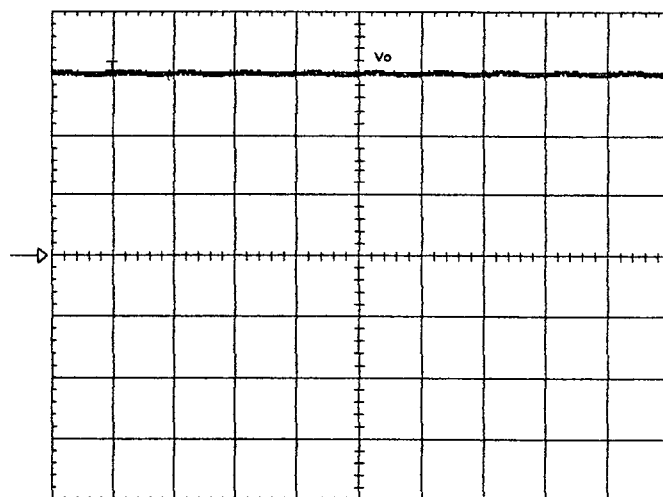
$V_{C1} - 400 \text{ V/div } 20\mu\text{s/div}$

Fig. 4.66 – Tensão de grameamento  $V_{C1}$ .



$V_{C2} - 50 \text{ V/div } 20\mu\text{s/div}$

Fig. 4.67 – Tensão no capacitor  $C_2 - V_{C2}$ .

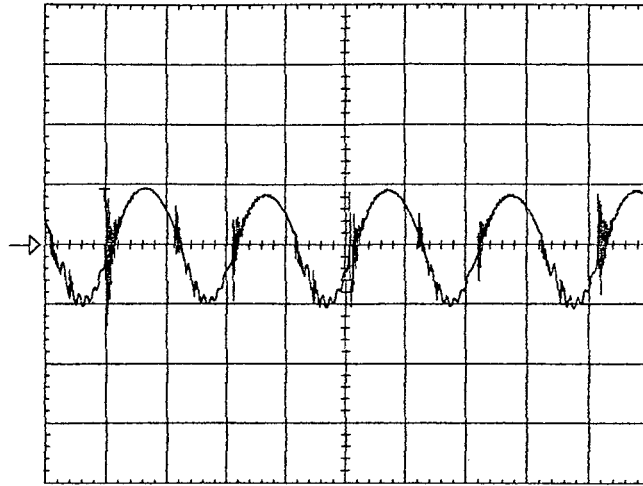


$V_s - 20 \text{ V/div } 20\mu\text{s/div}$

Fig. 4.68 – Tensão de saída  $V_s$ .

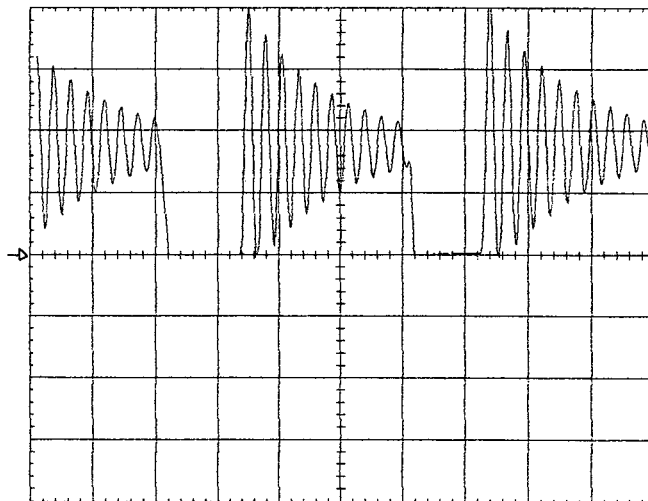
A tensão sobre o capacitor  $C_S$  é ilustrada na Fig. 4.68 e sua ondulação na Fig. 4.69. Salienta-se que o valor médio desta tensão, 60V, está de acordo com o previsto

teoricamente para a razão cíclica em questão . A ondulação, no valor de 700 mV, é próxima ao valor projetado.



$V_s - 400 \text{ mV/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 4.69 – Ondulação de tensão no capacitor  $C_s$ .

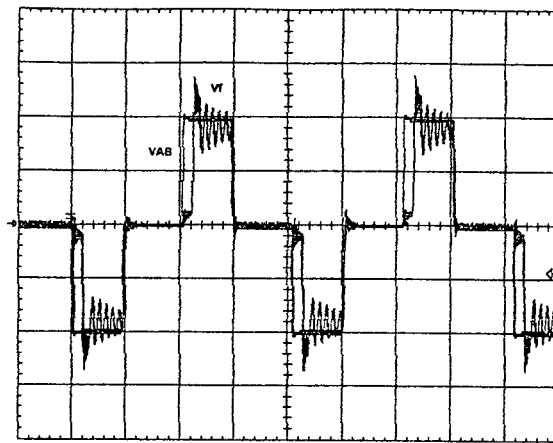


$V - 100 \text{ V/div } 5 \mu\text{s/div}$

Fig. 4.70 – Tensão no filtro de saída.

Na Fig. 4.70 apresenta-se a tensão aplicada sobre o filtro de saída. Salientam-se os intervalos de curto-circuito, referentes a condução simultânea dos retificadores, nos quais são perceptíveis as pequenas tensões aplicadas sobre o filtro.

Na Fig. 4.71 apresenta-se a tensão aplicada ao primário do transformador comparado com a tensão aplicada ao conjunto transformador+indutância ressonante. Salientam-se, durante os intervalos de curto-circuito, que a tensão é totalmente aplicada sobre a indutância  $L_d$ .



$V_{AB} - 400 \text{ V/div } 10\mu\text{s/div}$

Fig. 4.71 – Tensão no primário do transformador -  $V_{AB}$  e tensão  $V_f$ .

#### 4.11.2 - Curva de rendimento

A curva de rendimento, mostrada na Fig. 4.72, é obtida a partir da razão entre a potência de saída e a de entrada do sistema, mantendo-se a tensão de alimentação fixa em seu valor nominal. Uma vez que a operação é em malha aberta, a cada novo ponto de observação a razão cíclica deve ser ajustada para que a tensão de saída esteja também em seu valor nominal. O rendimento se mostra na faixa de 91 % em uma boa parte da curva. O máximo valor observado é 91,5%, com  $P_s = 550\text{W}$ . Transfere-se à carga 91,2% da energia de entrada na condição nominal. Estes valores são considerados bons, levando-se em conta o fato da estrutura ser isolada e ter potencial para potências maiores.

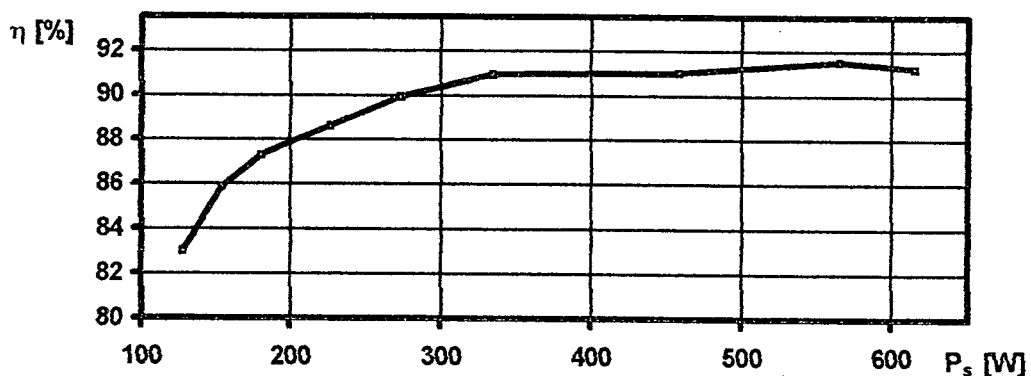


Fig. 4.72 – Curva de rendimento em função da potência média de saída.

#### 4.11.3 - Característica de saída

A característica de saída experimental é traçada fazendo-se o conversor operar à razão cíclica constante e tensão de entrada nominal, variando-se a carga. Os resultados assim conseguidos são apresentados na Fig. 4.73. Observa-se uma boa proporcionalidade entre a queda de tensão  $\Delta V$  e a corrente demandada pela carga, originando curvas semelhantes as previstas teoricamente.

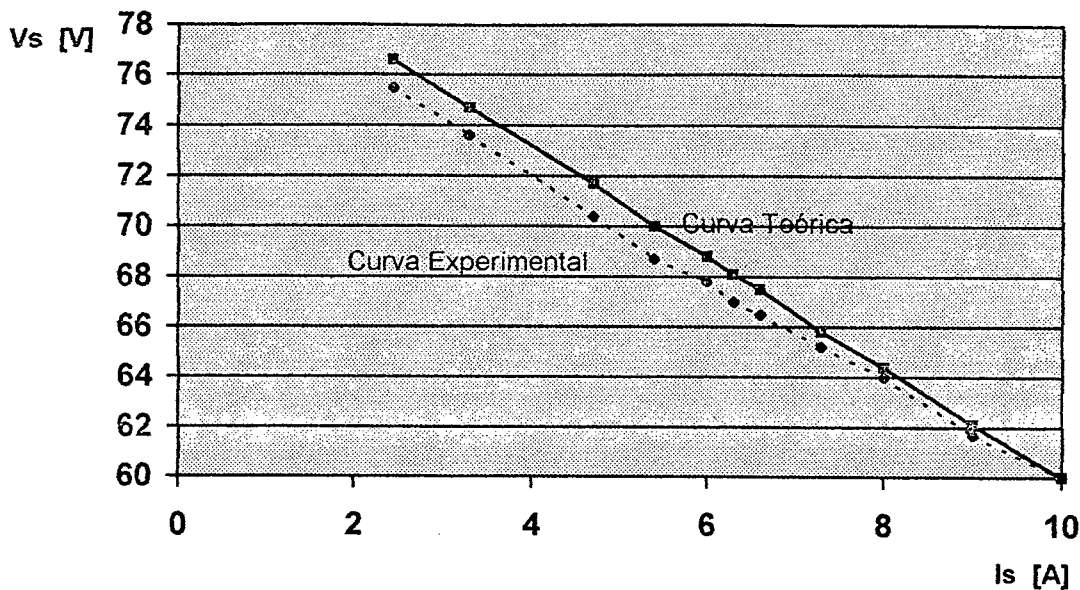


Fig. 4.73 – Curva de regulação ( $V_s$  versus  $I_s$ ).

## 4.12- CONCLUSÕES

Este Capítulo apresentou um novo conversor tipo ponte completa isolado com baixa ondulação de corrente e comando tipo *phase-shift*.

Da análise teórica, podemos concluir que o conversor é viável e tem um comportamento, do ponto de vista entrada e saída, coerente com os outros integrantes da família. O interesse por esta estrutura em particular cresce quando observamos a melhor distribuição dos esforços entre os semicondutores, a comutação ZVS em um braço independente da carga e a tensão de grampeamento com valor sempre fixo. A ondulação de corrente de entrada também pode ser bastante minimizada com a operação do conversor em razão cíclica elevada.

A viabilidade do conversor foi confirmada por simulação numérica. Nesta etapa foi possível identificar o quão crítica pode ser a necessidade de simetria entre os sinais de comando dos braços.

A partir do protótipo montado em laboratório alimentando a demanda nominal de carga, foram obtidas as formas de onda que caracterizam o funcionamento da estrutura. A implementação prática provou a viabilidade do conversor e a funcionalidade do controle de desequilíbrio de corrente. Estes resultados, bem como a característica de saída em malha aberta, validam o modelamento matemático, tendo demonstrado bastante concordância com os resultados das simulações

## CAPÍTULO 5

### MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC PONTE-COMPLETA ISOLADO PHASE-SHIFT ZVS COM BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE PARA OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA.

#### 5.1 – INTRODUÇÃO

Neste Capítulo será apresentado o procedimento para modelagem do conversor Ponte Completa *Phase-shift* com baixa ondulação de corrente apresentado no Capítulo anterior. A escolha deste conversor deve-se ao fato dele melhor representar a evolução do trabalho. A melhor distribuição dos esforços de corrente entre o braço esquerdo e direito e principalmente a tensão de grampeamento constante são fatores determinantes para esta escolha. A topologia escolhida está na Fig.5.1

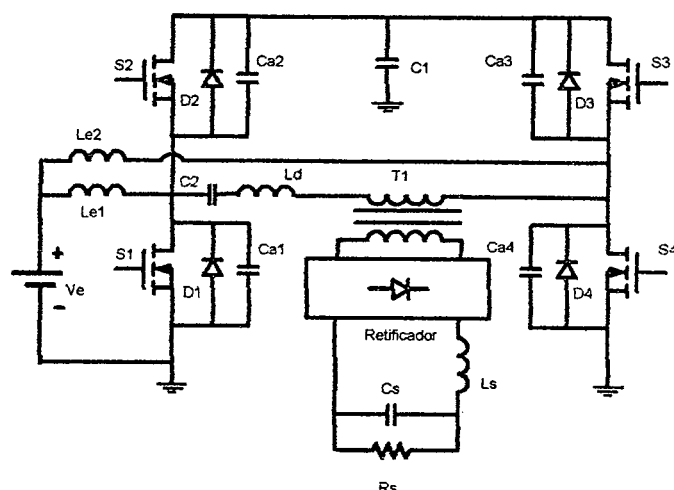


Fig.5.1 - Diagrama do conversor CC-CC escolhido.

#### 5.2 – ANÁLISE DO CONVERSOR

A leitura do Capítulo IV mostra algumas características importantes do conversor:

- A tensão de grampeamento é constante independentemente da carga aplicada;
- Não existe transferência de energia direta entre a fonte de entrada e a carga.

Analisando estas características pode-se fazer algumas suposições:

1. Do ponto de vista de transferência de energia o conversor se comporta como um Conversor Ponte Completa ZVS PWM convencional, tendo como fonte de entrada o capacitor  $C_1$ .

2. A tensão no capacitor  $C_1$  é resultante da atuação de um conversor Boost bidirecional em corrente que opera com razão cíclica fixa e igual a 0,5.

Estas hipóteses levam a divisão do conversor em duas estruturas independentes conforme a Fig.5.2 .

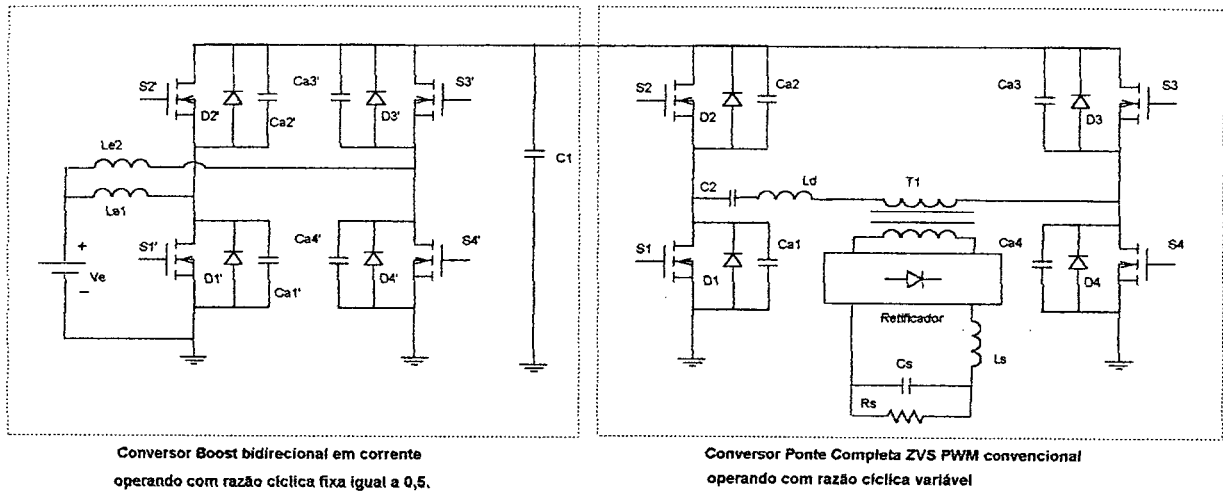


Fig.5.2 - Diagrama dos conversores em cascata.

O primeiro conversor é uma associação de dois conversores Boost operando com razão cíclica fixa. Este estágio é equivalente a um transformador CC com relação de transformação 1:2. Os dois conversores Boost bidirecionais em corrente podem ser modelados por um circuito LC desde que todos os componentes sejam referenciados ao "secundário" deste transformador.

Partindo do princípio da conservação da energia pode-se determinar os novos valores de  $V_e$ ,  $L_e$  e  $C_1$ :

$$L_e^* = (L_{e1} + L_{e2}) \cdot \frac{1}{(1-D^*)^2} = (L_{e1} + L_{e2}) \cdot 4 \quad (5.1)$$

$$C_1^* = C_1 \quad (5.2)$$

$$V_e^* = \frac{V_e}{1-D^*} \quad (5.3)$$

Onde  $D^*$  é a razão cíclica dos conversores Boost.

O circuito resultante é apresentado na Fig.5.3

Portanto, a modelagem do conversor pode ser simplificada e feita de forma análoga a um conversor Ponte Completa ZVS PWM. Esta generalização pode ser feita desde que duas condições sejam obedecidas:



- A tensão de entrada deve ser constante;
- A ondulação de tensão  $V_{C1}$  deve ser muito baixa.

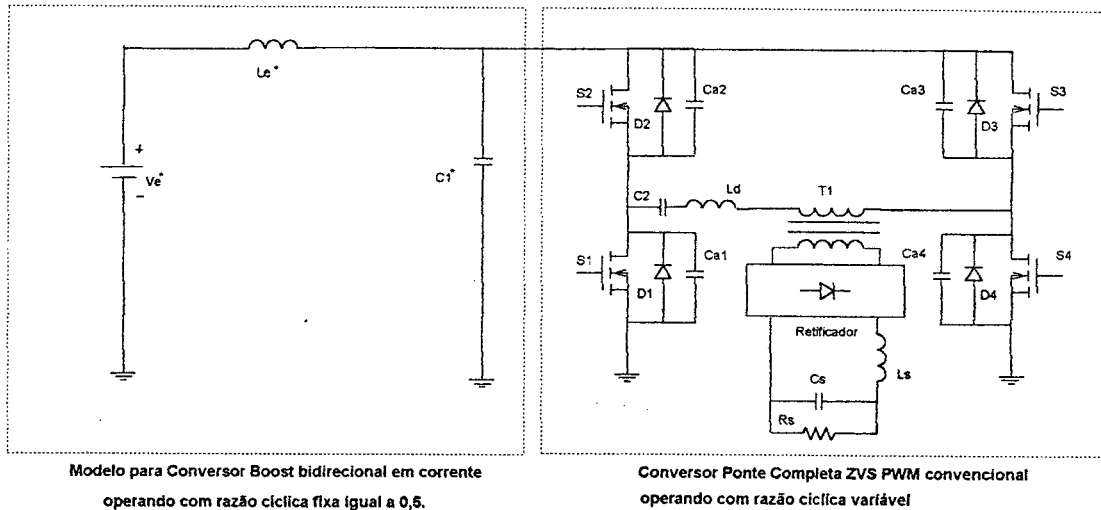


Fig.5.3 - Diagrama dos conversores em cascata.

### 5.2.1 Modelagem do conversor Ponte Completa ZVS PWM

Para que se possa projetar as malhas de controle para o conversor deve-se inicialmente obter a função de transferência deste. Esta função de transferência pode ser obtida através do método da chave PWM, apresentado por Vorpérian [26].

A aplicação do modelo da chave PWM ao conversor Ponte Completa ZVS PWM leva ao modelo pequenos sinais representado pelo circuito equivalente da Fig.5.4 . A análise deste circuito equivalente gera a característica dinâmica (relação entre tensão de saída e tensão de controle) do conversor.

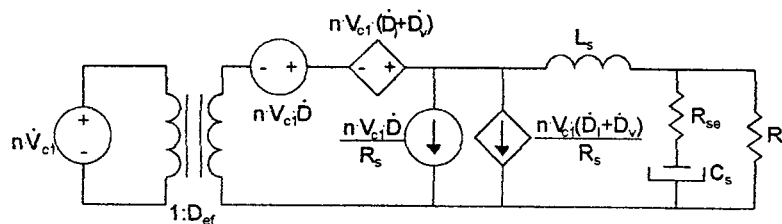


Fig.5.4 - Modelo pequenos sinais do conversor.

Pode-se então obter o modelo matemático simplificado, considerando-se a variação da tensão de entrada desprezível, assim como a variação da razão cíclica em relação a esta tensão. Tem-se portanto:

$$V_{c1} = 0 \tag{5.4}$$

$$\dot{D}_v = 0 \tag{5.5}$$

Define-se então:

$$\dot{D}_{cf} = \dot{D} + \dot{D}_i + \dot{D}_v \quad (5.6)$$

$$\dot{D}_i = -\frac{4 \cdot n \cdot L_d \cdot f_c}{V_{c1}} \cdot \frac{\dot{D}}{R_s} \quad (5.7)$$

Onde:  $n = \frac{N_s}{N_p}$  (5.8)

Aplicando-se estas considerações ao modelo chega-se ao circuito da Fig.5.5 .

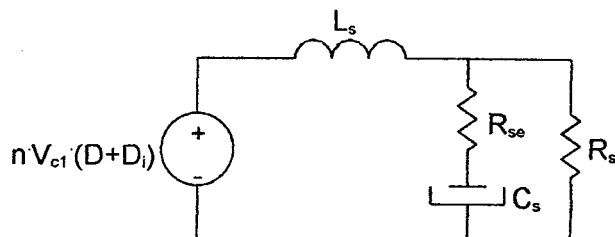


Fig.5.5 - Modelo simplificado do conversor.

A partir deste circuito pode-se determinar a relação dinâmica entre a tensão de saída e a razão cíclica efetiva:

$$\frac{V_s(s)}{D_{ef}(s)} = \frac{n \cdot V_{c1} \cdot (C_s \cdot R_{se} \cdot s + 1)}{C_s \cdot L_s \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_s}\right) \cdot s^2 + \left(C_s \cdot R_{se} + \frac{L_s}{R_s}\right) \cdot s + 1} \quad (5.9)$$

A Fig.5.6 mostra a tensão de controle e a “dente de serra” para comparação. Estes dois sinais são comparados, obtendo-se a razão cíclica de controle.

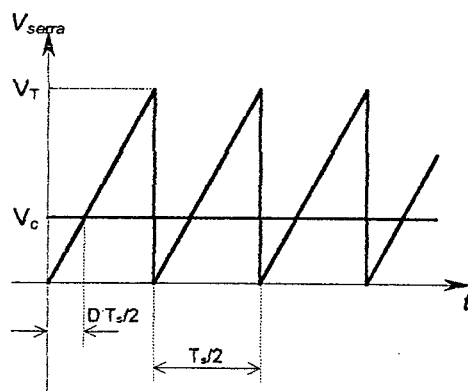


Fig.5.6 - Comparação para geração da razão cíclica.

Da figura:

$$D = \frac{V_c}{V_T} \quad (5.10)$$

Sabe-se que:

$$V_s = n \cdot (D + D_i) \cdot V_{c1} \quad (5.11)$$

Substituindo-se, chega-se ao ganho estático entre a tensão de saída e a tensão de controle:

$$\frac{V_s}{V_c} = \frac{\frac{n \cdot V_{c1}}{V_T}}{1 + \frac{4 \cdot n^2 \cdot L_d \cdot f_c}{R_s}} \quad (5.12)$$

### 5.2.2 Controle do conversor *phase-shift*

A técnica de controle a ser aplicada é o controle no modo tensão, neste Capítulo apresenta-se o procedimento para o projeto esta malha.

Este procedimento é baseado no modelo obtido para o conversor, cuja função de transferência é dada pela expressão (5.9).

Pode-se generalizar esta expressão para conversores do tipo abaixador com filtro LC de saída, e a função de transferência generalizada é a função típica de sistemas de segunda ordem, mostrada na equação a seguir (5.13).

$$G(s) = K_s \cdot \frac{\frac{s}{\omega_z} + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{\xi}{\omega_n} \cdot s + 1} \quad (5.13)$$

Onde:

$K_s$  - ganho estático;

$\omega_z$  - frequência do zero;

$\omega_n$  - frequência dos pólos complexos;

$\xi$  - coeficiente de amortecimento.

#### 5.2.2.1 Compensador de tensão

Um simples compensador proporcional, poderia satisfazer as condições da malha de tensão, pois o conversor é absolutamente estável e, com determinado ganho pode-se torná-lo um sistema de segunda ordem sem sobrepassamento, alocando-se as raízes sobre o eixo real.

No entanto, a frequência do zero do conversor, provocado pela resistência série equivalente do capacitor, é muito imprecisa, variando com temperatura, componente e tempo de operação. Para solucionar este problema utiliza-se um compensador do tipo PID (proporcional - integral - derivativo), fixando, com maior precisão, o ponto de operação.

Este compensador tem como função de transferência a expressão (5.14).

$$R_v(s) = K_v \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1}} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_{z2}} + 1\right)}{s \cdot \left(\frac{s}{\omega_p} + 1\right)} \quad (5.14)$$

Vê-se a existência de dois zeros e dois pólos. Como procedimento para alocação destas singularidades pode-se dizer:

**Pólos:**

Um já é naturalmente locado na origem, garantindo erro estático nulo.

O outro pólo deve ser colocado sobre o zero do conversor, para cancelar seus efeitos.

**Zeros:**

Ambos devem ser locados sobre o eixo real, na freqüência dos pólos complexos do conversor.

Com esta alocação, faz-se com que o subsistema, composto pelo compensador de tensão e conversor, se torne um sistema de primeira ordem. Para que isto ocorra, basta então, utilizar um valor de ganho apropriado para que as raízes estejam sobre o eixo real, evitando-se assim sobrepasso e possíveis oscilações na corrente de saída quando submetido a um degrau na referência de tensão.

O circuito a ser utilizado para o compensador é mostrado na Fig.5.7 .

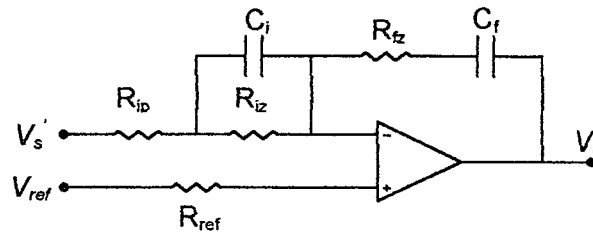


Fig.5.7 – Compensador PID.

As expressões (5.15), (5.16) e (5.17) representam a função de transferência do compensador, a função de transferência de malha fechada e a constante de tempo simplificada desta malha, respectivamente.

$$R_i(s) = \frac{(R_{iz} \cdot C_i \cdot s + 1) \cdot (R_{fz} \cdot C_f \cdot s + 1)}{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_f \cdot s \cdot \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \cdot C_i \cdot s + 1\right)} \quad (5.15)$$

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} \approx \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad (5.16)$$

$$\tau \approx \frac{1}{\omega_c} \quad (5.17)$$

Onde:

$\tau_i$  - constante de tempo da malha de corrente simplificada;

$\omega_c$  - frequência de corte do subsistema compensador/conversor.

A frequência de corte (ganho a zero dB) define a constante de tempo do modelo simplificado. Esta frequência deve ser muito menor que a frequência de comutação, respeitando-se a teoria de amostragem. Na literatura [27,28,29] indica-se que esta frequência de corte seja dez vezes menor que a frequência de comutação.

### 5.3 – CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR.

O circuito de eletrônica de controle e comando utilizado neste conversor foi baseado no mesmo circuito utilizado para o conversor Ponte Completa. Para a geração do controle por largura de pulsos utilizou-se o integrado UC3875 pelas razões já apresentadas no capítulo anterior. Por esta razão omite-se então os cálculos dos componentes do circuito de polarização do integrado utilizado, por serem os mesmos.

Todo circuito de equilíbrio de correntes foi mantido.

Nesse conversor não há isolação da tensão amostrada, assim todo o circuito de controle fica referenciado ao terra da carga.

#### 5.3.1 Cálculo dos compensadores.

A equação que define o modelo do conversor Ponte Completa foi utilizada. Poderá se observar que é a mesma equação do modelo Buck, com a adaptação do transformador de isolamento. Esta equação é multiplicada pelo ganho dos elementos de medida, e varia para os diferentes controladores.

A resistência de saída equivalente foi considerada a mesma.

$$R_s = 6\Omega \quad (5.18)$$

As frequências dos pólos e zeros foram recalculadas. O coeficiente de perdas ( $\text{tg } \delta$ ) do capacitor utilizado, por ser de polipropileno, é baixo:

$$\text{tg } \delta \leq 5 \cdot 10^{-4} \quad (5.19)$$

Portanto, a resistência série equivalente será:

$$R_{se} = \text{tg } \delta \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_s \quad (5.20)$$

$$R_{se} = 320 \mu\Omega$$

A frequência do zero, portanto, será:

$$\omega_z = \frac{1}{C_s \cdot R_{se}} \quad (5.21)$$

Assim:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_{se}} \quad (5.22)$$

$$f_z = 50 \cdot \text{MHz}$$

Portanto a influência da resistência série equivalente do capacitor de saída pode ser considerada desprezível para o desempenho da estrutura. A frequência dos polos pode ser determinada pela expressão (5.24).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_s L_s \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_s}\right)}} \quad (5.23)$$

$$f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_s L_s \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_s}\right)}} \quad (5.24)$$

$$f_n = 1,5 \cdot \text{kHz}$$

### 5.3.2 Compensador de tensão

A adaptação da tensão de saída para o controlador é feita por um divisor resistivo.

$$R_{s1} = 47\text{k}\Omega \text{ e } R_{s2} = 4,7\text{k}\Omega$$

A função de transferência usada para o cálculo do compensador de tensão fica da seguinte forma:

$$G = \frac{V_s}{V_c} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_{C1}}{V_s} \cdot \frac{C_s \cdot R_{se} \cdot s + 1}{C_s \cdot L_s \cdot \left(1 + \frac{R_{se}}{R_s}\right) \cdot s^2 + \left(C_s \cdot R_{se} + \frac{L_s}{R_s}\right) \cdot s + 1} \cdot \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \quad (5.25)$$

A equação de transferência dada do compensador é assim definida:

$$H(s) = \frac{(R_{iz} \cdot C_i \cdot s + 1) \cdot (R_{fz} \cdot C_f \cdot s + 1)}{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot C_f \cdot s \cdot \left(\frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}} \cdot C_i \cdot s + 1\right)} \quad (5.26)$$

Para a definição da frequência de cruzamento do compensador de tensão deve-se levar em conta que o ganho máximo do controlador não deve fazer com que a derivada da tensão na saída do mesmo ultrapasse a inclinação da dente de serra.

A inclinação da dente de serra é dada pela expressão (5.27).

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{V_{s\_max} - V_{s\_min}}{T_s} \quad (5.27)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{3,6V - 0,7V}{40\mu s} = 0,0725 \frac{V}{\mu s}$$

Onde:

$V_{s\_min}$  = Tensão mínima da rampa;

$V_{s\_max}$  = Tensão máxima da rampa;

A derivada de descida de corrente no indutor de saída é dada por:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (5.28)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{60V}{1mH} = 60 \frac{A}{ms}$$

Para determinar a derivada da tensão de saída, multiplica-se pela  $R_{se}$  do capacitor de saída:

$$\frac{dv_v}{dt} = \frac{di}{dt} \cdot R_{se} = 60 \frac{A}{ms} \cdot 0,32 \cdot m\Omega = 0,000192 \frac{V}{\mu s} \quad (5.29)$$

Chega-se então ao ganho máximo recomendado para o compensador como sendo a razão da derivada de tensão da dente de serra pela derivada de tensão de saída.

$$G_{cv} = \frac{0,0725}{0,000192} = 377 \quad (5.30)$$

Define-se então a frequência de cruzamento para o compensador de tensão 10 vezes menor do que a frequência de comutação:

$$f_{cz} = \frac{1}{4} \cdot f_c \quad (5.31)$$

$$f_{cz} = \frac{25 \cdot 10^3}{4} = 6250Hz$$

O valor do ganho a ser compensado é então:

$$G_{db} = 20 \cdot \log(G(6250Hz)) = -11,1 \cdot dB \quad (5.32)$$

Os pólos do compensador ficam assim definidos:

$$f_{p1} = f_n \quad (5.33)$$

$$f_{p1} = 1,5 \cdot kHz$$

O segundo pólo tem como função eliminar possíveis influências da  $R_{se}$  do capacitor de saída, sendo alocado em uma frequência múltipla do primeiro pólo  $f_{p1}$ .

$$f_{p2} = n \cdot f_{p1} \quad (5.34)$$

$$n = 40 \quad (5.35)$$

Assim, o segundo pólo fica definido como:

$$f_{p2} = 64 \cdot \text{kHz} \quad (5.36)$$

Para o cálculo de ganho na frequência do pólo  $f_{p2}$ , supõe-se um crescimento de 20 dB por década a partir da frequência de cruzamento  $f_{cz}$ .

$$H_2 = |G_{dB}| + 20 \cdot \log \frac{f_{p2}}{f_{cz}} \quad (5.37)$$

$$H_2 = 31,3 \cdot \text{dB}$$

O ganho real pode ser obtido por:

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} \quad (5.38)$$

$$A_2 = 36,7$$

A frequência do zero do compensador de tensão é alocada sobre o pólo duplo do conversor. Define-se assim:

$$f_{z1} = f_n \quad (5.39)$$

$$f_{z2} = f_n \quad (5.40)$$

Para o cálculo de ganho na frequência dos zeros, supõe-se um decréscimo de 20 dB por década a partir da frequência de cruzamento  $f_{cz}$ .

$$H_1 = |G_{dB}| - 20 \cdot \log \frac{f_{cz}}{f_n} \quad (5.41)$$

$$H_1 = -0,75 \cdot \text{dB}$$

O ganho real pode ser obtido por:

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} \quad (5.42)$$

$$A_1 = 0,92$$

### 5.3.2.1 Cálculo dos parâmetros do compensador de tensão

Com o valor de  $R_{iz}$  arbitrado em  $10\text{k}\Omega$ , chega-se ao valor de  $R_{ip}$  através da expressão:

$$R_{ip} = R_{iz} \cdot \frac{A_1}{A_1 - A_2} \quad (5.43)$$

$$R_{ip} = 256 \cdot \Omega$$

O valor do resistor  $R_{tz}$  deve ser determinado para frequências superiores ao pólo  $f_{p2}$  onde o efeito dos capacitores é pouco acentuado.



$$R_{fz} = R_{ip} \cdot A_2 \quad (5.44)$$

$$R_{fz} = 9,4 \cdot k\Omega$$

O capacitor de saída  $C_f$  define a frequência de um dos zeros do compensador, portanto:

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot R_{iz}} \quad (5.45)$$

$$C_i = 10 \cdot nF$$

O capacitor de entrada  $C_i$  define o outro zero do compensador, portanto:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z2} \cdot R_{fz}} \quad (5.46)$$

$$C_f = 10 \cdot nF$$

A estabilidade do controle pode ser certificada pela observação da margem de fase da Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA) na frequência de cruzamento.

$$FTLA(s) = H(s) \cdot G(s) \quad (5.47)$$

$$MF = 180 + \arctan(FTLA(f_c)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (5.48)$$

$$MF(6250Hz) = 55^\circ$$

As Figuras 5.8 e 5.9 apresentam respectivamente, os diagramas de módulo e de fase para a estrutura em questão.

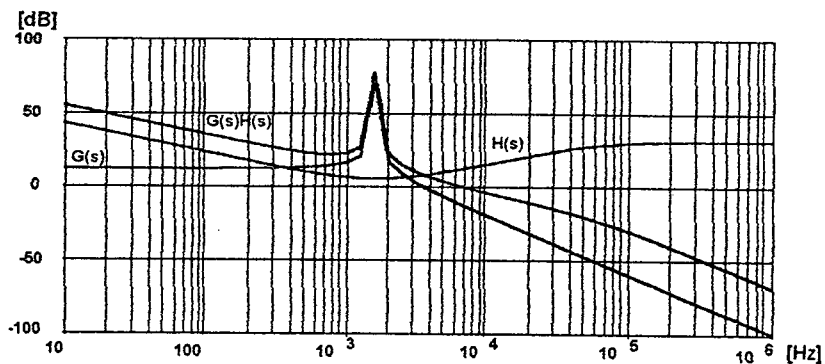


Fig.5.8 – Diagrama de Bode de ganho.

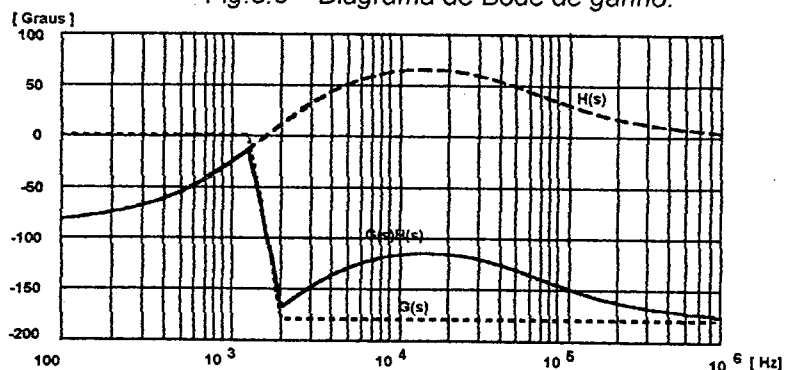


Fig.5.9 – Diagrama de Bode de fase.

## 5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o auxílio do programa PSpice foram feitas algumas simulações para determinar o funcionamento do circuito. O circuito de potência é o mesmo já analisado no Capítulo IV.

O circuito foi simulado utilizando-se componentes ideais exceto os interruptores de potência e diodos anti-paralelo. Os resultados são apresentados a seguir:

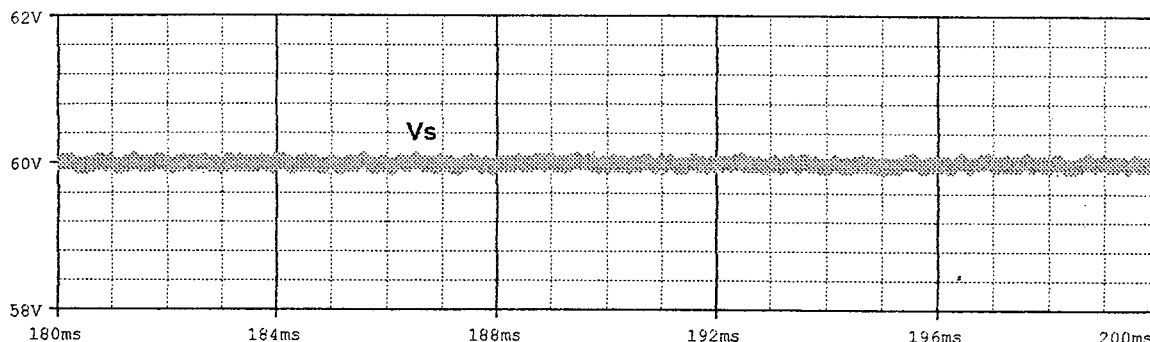


Fig. 5.10 – Tensão de saída  $V_s$  em carga nominal.

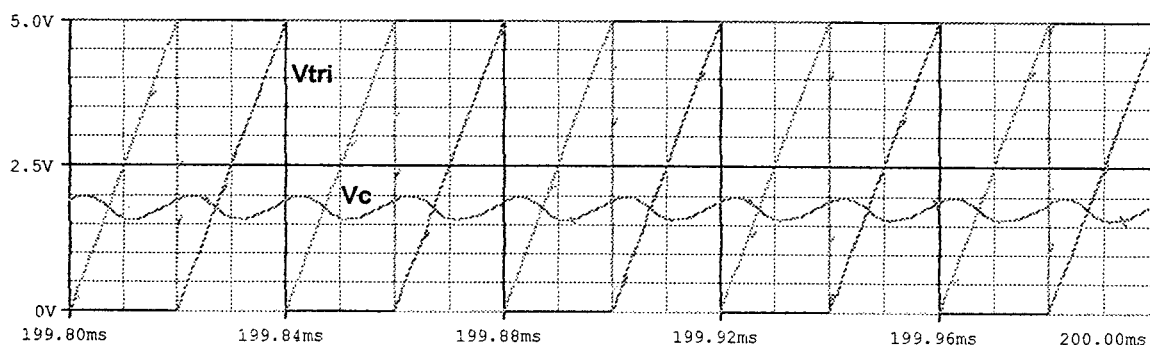


Fig. 5.11 – Tensão de controle.

A Fig. 5.10 apresenta a tensão de saída produzida pelo conversor quando operando em condição de carga nominal. Nestas condições, a tensão de controle deve se ajustar para produzir uma razão cíclica de aproximadamente 0,4 como se observa na Fig. 5.11.

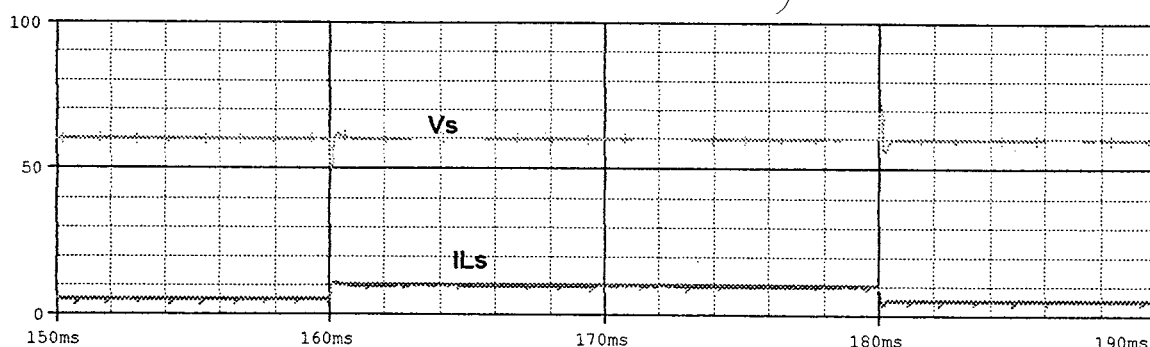


Fig. 5.12 – Tensão de saída em degrau de carga.

A Fig. 5.12 mostra o comportamento da tensão de saída sob um degrau de carga. A carga primeiramente transita de 50% para 100% e depois da condição nominal de volta

para 50%. Pode-se observar o bom comportamento do compensador. A existência de picos e vales de tensão são atribuídos ao baixo valor da capacitância de saída.

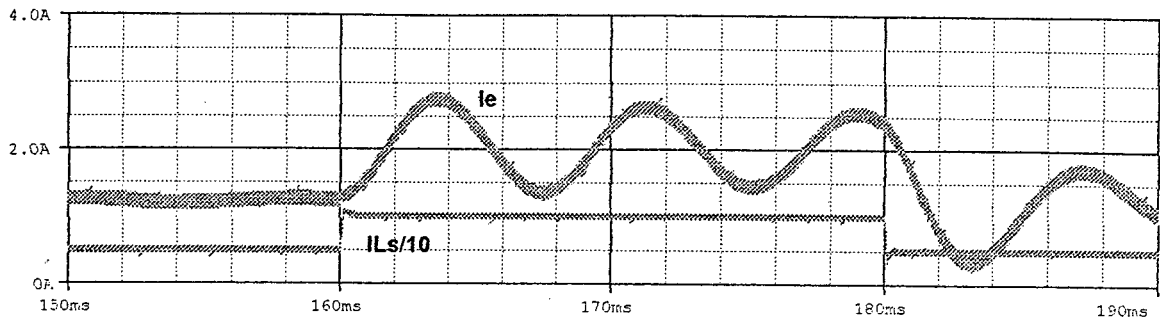


Fig. 5.13 – Corrente de entrada durante um degrau de carga.

A Fig. 5.13 apresenta o comportamento da corrente de entrada durante o degrau de carga. As ondulações são resultado da ressonância entre as indutâncias de entrada e o capacitor de grampeamento C1. Na prática, estas ondulações são minimizadas pela inclusão de elementos resistivos parasitas típicos. Na simulação pode-se notar que a corrente tende a se estabilizar.

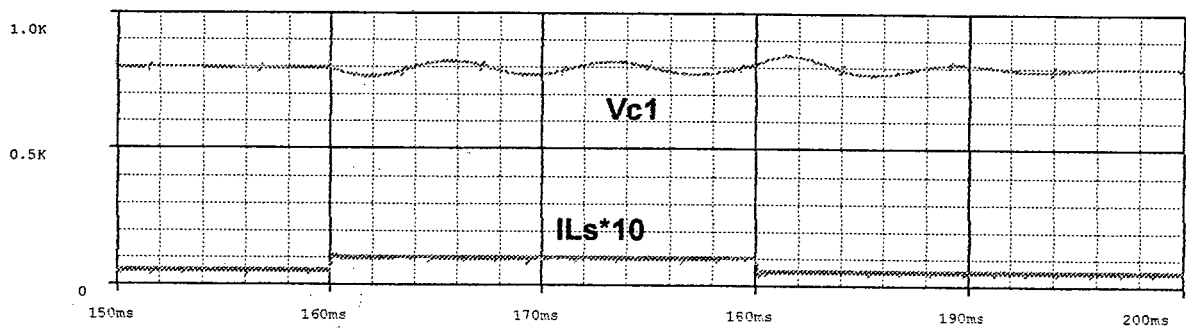


Fig. 5.14 – Tensão de grampeamento durante um degrau de carga.

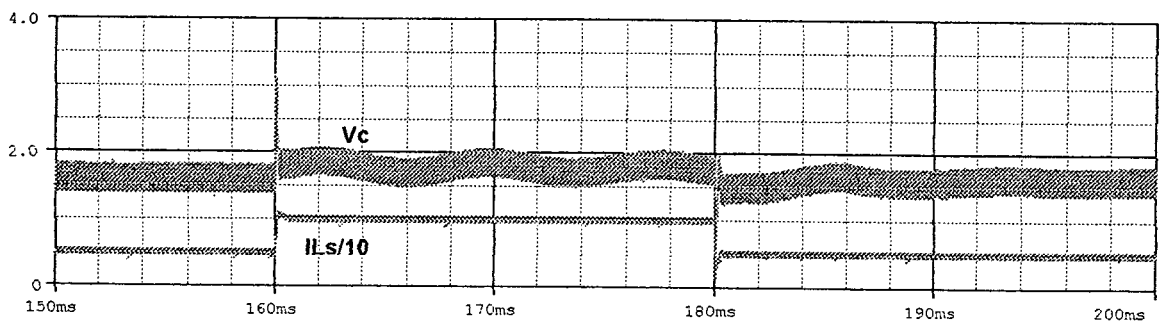


Fig. 5.15 – Tensão de bloqueio CC durante um degrau de carga.

A Fig. 5.14 mostra o efeito do degrau de carga na tensão de grampeamento  $V_{C1}$ . Pode-se observar que a ondulação de tensão tende a se equilibrar, o nível das oscilações não chega a ameaçar a integridade das chaves e o compensador tem sucesso em eliminar o efeito destas perturbações na tensão de saída. A Fig. 5.15 apresenta a tensão de controle  $V_c$  durante o degrau de carga.

### 5.4.1 – Implementação

Na Fig. 5.16 pode-se observar a implementação prática do compensador em questão. O sinal com largura de pulso variável para o acionamento das chaves S1 e S2 é gerado por um circuito integrado dedicado tipo 3525. O sinal proveniente da saída 8 do CI 3875 serve como sincronismo para a onda dente de serra do CI 3525. O tempo de condução da chave S1 em relação a chave S2 é determinado por um controlador proporcional integral. As saídas do CI 3525 são ligadas à entrada do circuito gerador de tempo morto, que é composto de porta inversoras CMOS com histerese, tipo 40106. A correta combinação de valores dos resistores e dos capacitores determina o tempo morto final. Estão representados os *drivers* (um para cada interruptor). A frequência de comutação é a mesma do UC 3875 (Master). O controlador PID utiliza o amplificador operacional interno do 3875. Todo o circuito está referenciado ao terra do secundário do transformador.

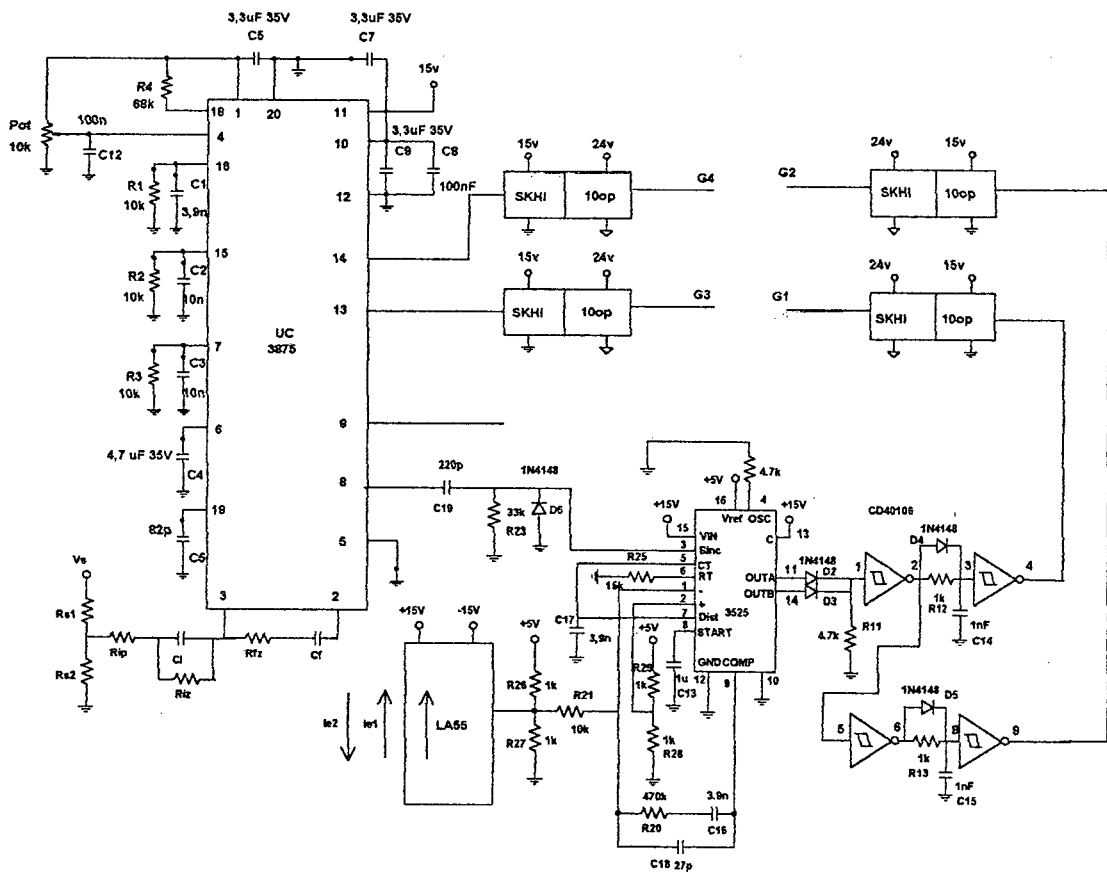


Fig. 5.16 – Diagrama do controle implementado.

## 5.5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais de um protótipo de laboratório projetado conforme apresentado no item 4.9.

O esquema de potência é apresentado na Fig. 5.17 .

As eventuais indutâncias parasitas introduzidas pelos cabos de entrada são incorporadas à indutância  $L_e$ . A indutância de dispersão do primário é englobada pela indutância ressonante  $L_d$ , esta indutância foi medida com auxílio de uma ponte RLC e mediu-se aproximadamente  $15 \mu\text{H}$ . Este valor deve ser subtraído do indutor  $L_d$ . As indutâncias de dispersão dos secundários provocam sobretensões nos diodos retificadores e geram a necessidade de circuitos grampeadores passivos (R, C e D).

Os entreferros dos indutores foram ajustados com o auxílio da ponte HP 4262A.

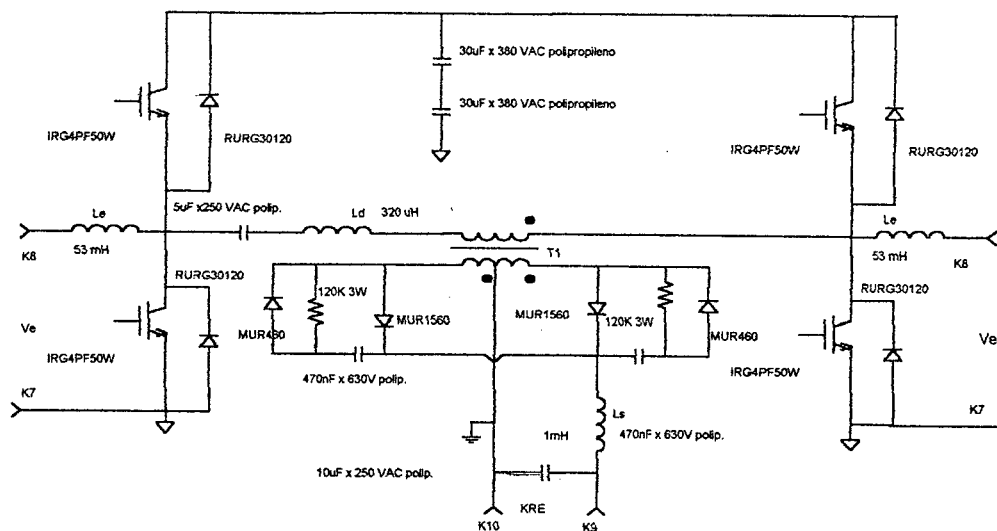
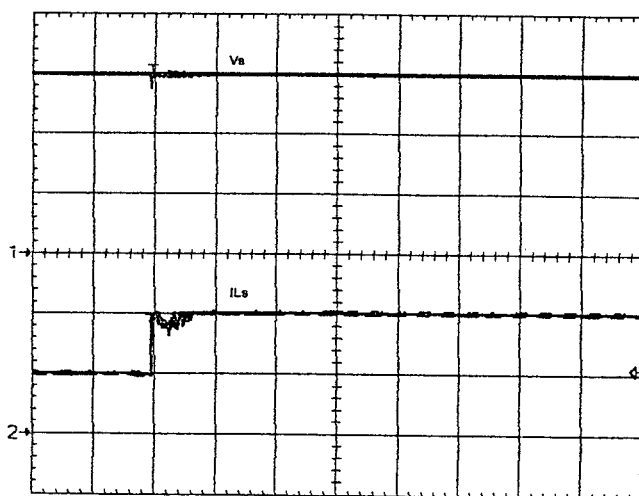


Fig. 5.17 – Diagrama de potência do conversor.

### 5.5.1 – Formas de onda

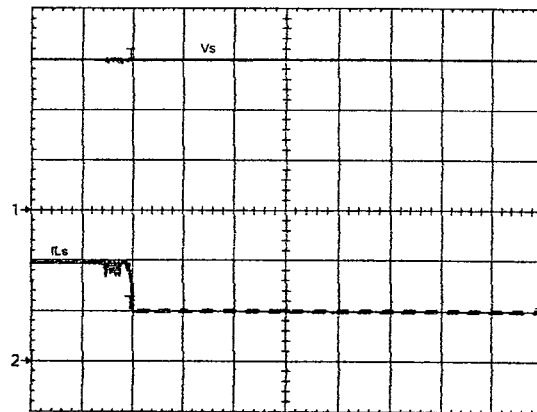
Consegue-se a condição nominal do conversor ( $V_e = 400\text{V}$ ;  $V_s = 60\text{V}$ ;  $I_{Ls} = 10\text{A}$ ) com razão cíclica 0,42. Com o auxílio do osciloscópio Tektronix TDS são feitas aquisições das formas de onda da estrutura.



$V_s - 20 \text{ V/div}$   $I_{Ls} - 5 \text{ A/div}$   $5 \text{ ms/div}$

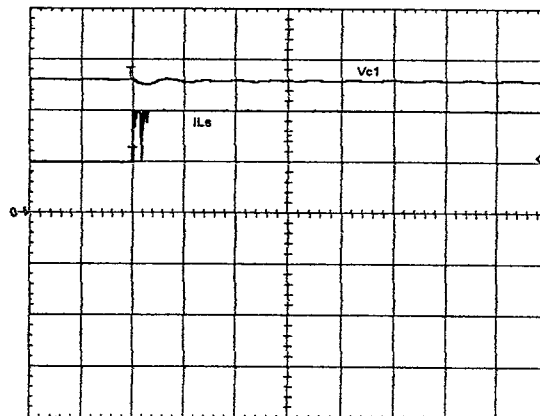
Fig. 5.18 – Tensão e corrente de saída durante degrau de carga positivo.

Em primeiro lugar são mostradas as formas de onda da tensão de saída durante um degrau de carga. Na Fig. 5.18, a corrente de saída passa de 50% para 100% da corrente nominal e a Fig. 5.19 mostra quando a corrente de saída retorna a 50% de seu valor nominal. Em ambas as aquisições pode-se observar a estabilidade da tensão de saída.



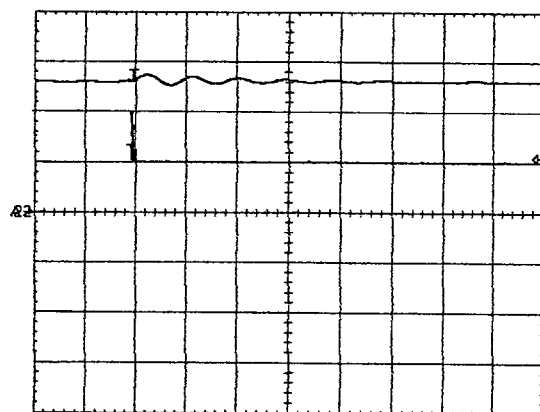
$V_s - 20 \text{ V/div}$   $I_{Ls} - 5 \text{ A/div}$   $5 \text{ ms/div}$

Fig. 5.19 – Tensão e corrente de saída durante degrau de carga negativo.



$V_{c1} - 250 \text{ V/div}$   $I_{Ls} - 5 \text{ A/div}$   $10 \text{ ms/div}$

Fig. 5.20 – Tensão de grampeamento e corrente de saída.

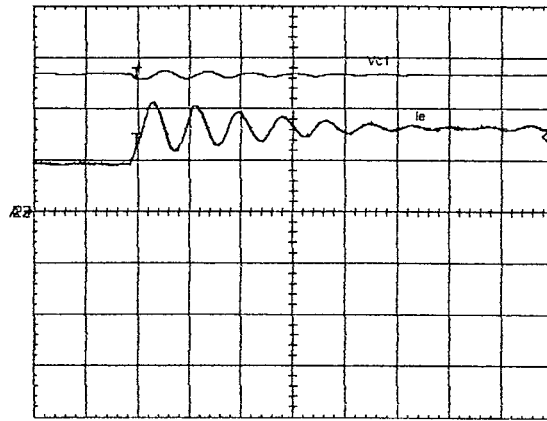


$V_{c1} - 250 \text{ V/div}$   $I_{Ls} - 5 \text{ A/div}$   $10 \text{ ms/div}$

Fig. 5.21 – Tensão de grampeamento e corrente de saída.

Deve-se observar nas Figuras 5.20 e 5.21, o comportamento da tensão de grampeamento  $V_{C1}$  durante um degrau de carga. Pode-se constatar que a tensão de

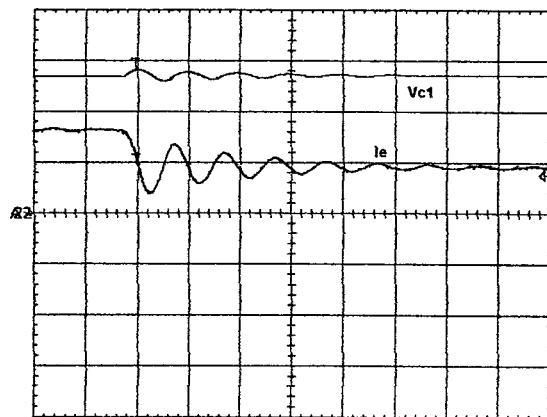
grampeamento é estável e tende ao valor de duas vezes a tensão de entrada.



$V_{C1} - 250 \text{ V/div } I_e - 1 \text{ A/div } 10 \text{ ms/div}$

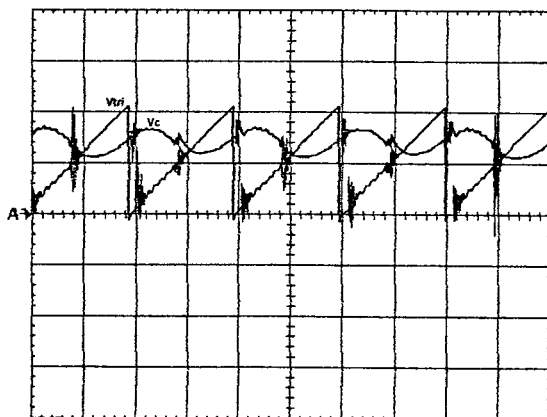
Fig. 5.22 – Corrente através do indutor de entrada  $L_e$  e tensão de grampeamento.

Na Fig. 5.22 apresenta-se o comportamento da corrente de entrada  $I_e$  durante um degrau de carga de 50% para 100% da corrente nominal. Pode-se observar também a ressonância entre os indutores de entrada e o capacitor de grampeamento.



$V_{C1} - 250 \text{ V/div } I_e - 1 \text{ A/div } 10 \text{ ms/div}$

Fig. 5.23 – Corrente através do indutor de entrada  $L_e$  e tensão de grampeamento.



$V_{TRI} - 2 \text{ V/div } V_C - 2 \text{ V/div } 10 \mu\text{s/div}$

Fig. 5.24 – Tensão de controle e dente-de-serra.

Na Fig. 5.23 apresenta-se o comportamento da corrente de entrada  $I_e$  durante um degrau de carga de 50% para 100% da corrente nominal. Pode-se observar também a

de laboratório mostraram a viabilidade técnica da solução. A topologia apresentada prima pela simplicidade, tanto estrutural quanto de funcionamento, e um elevado rendimento.

Como pontos a serem aprimorados do conversor apresentado no Capítulo II, pode-se citar, o nível da tensão de barramento e a faixa de comutação suave para todos os interruptores. Visando atacar este primeiro ponto, no Capítulo III apresentou-se a versão em ponte completa do conversor. Esta solução têm como grande vantagem a menor tensão de grampeamento e mantém as características da estrutura original. Os pontos desfavoráveis de adotar-se uma estrutura em ponte completa são: a maior complexidade, estreitamento da faixa de carga para atingir a comutação ZVS em todas as chaves e desigualdade de esforços entre os braços.

Uma melhoria considerável na distribuição dos esforços nos semicondutores pode ser obtida a partir da divisão do indutor de entrada da estrutura apresentada no Capítulo III. O novo conversor, agora com modulação tipo *phase-shift*, está no Capítulo IV. A corrente de entrada é dividida entre os dois braços da ponte completa. A tensão de grampeamento é fixa em duas vezes a tensão de entrada para qualquer razão cíclica ou corrente de saída. Três das quatro chaves apresentam comutação suave em toda faixa de carga e a quarta apresenta faixa superior ao conversor com um único indutor. Apesar de necessitar de um controlador independente para manter as correntes de entrada iguais, o controle da estrutura utiliza componentes comerciais e tem fácil implementação.

A característica de ter a tensão de grampeamento fixa auxilia na elaboração de um modelo para controlador do conversor ponte completa *phase-shift*. O conversor comporta-se como um conversor boost, operando em malha aberta, em cascata com um conversor ponte completa ZVS tradicional. Como somente este último é afetado pela variação da razão cíclica de controle, o projeto de um compensador é basicamente o mesmo de um conversor ponte completa tradicional. Este projeto é apresentado no Capítulo V.

Analisando-se o conjunto do trabalho pode-se chegar a uma série de conclusões.

- Os conversores CC-CC com baixa ondulação de corrente na entrada e na saída, apesar de não se limitarem ao conversor Cuk, são pouco conhecidos. Por esta razão são muito comuns as associações de conversores para obter esta característica.
- Os conversores apresentados têm como vantagem a simplicidade da estrutura monolítica quando comparado com outras soluções com as mesmas características de entrada e de saída.



- A análise matemática do ganho estático mostrou um comportamento linear e sem descontinuidade para todos os conversores.
- A comparação entre as curvas de ganho estático e tensão de grampeamento mostrou que a faixa de funcionamento ideal é com razão cíclica entre zero e 0,5 pois assim limita-se a tensão nos interruptores de potência a duas vezes a tensão de entrada para os dois primeiros conversores.
- Os conversores podem facilmente operar com comutação por tensão nula porém têm diferentes níveis de restrição quanto a faixa de atuação.
- Através de protótipos de 600W (60V, 10A) e 400V de tensão de entrada confirmaram-se as análises matemáticas e os resultados de simulação e chegou-se a rendimentos superiores a 90 % para as estruturas propostas.

Como sugestão de trabalhos futuros pode-se destacar a aplicação dos conversores em correção de fator de potência. A topologia do conversor ponte completa *phase-shift* pode vir a ser uma solução monolítica para CFP em carregadores de bateria isolados e com alto fator de potência. Um controle digital, provavelmente utilizando um DSP (processador digital de sinais) poderia operar duas variáveis de controle independentes. Uma malha controlaria a razão cíclica dentro de cada braço e a outra, a defasagem entre os sinais de comando dos braços.

Tendo em vista o exposto pode-se concluir que os novos conversores, pela simplicidade estrutural, baixo custo e importantes características apresentadas, constituem-se em uma contribuição inédita e altamente relevante para o desenvolvimento da Eletrônica de Potência.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. CARSTEN, "Design techniques for transformers active reset circuits at high frequencies and power levels". HFPC 1990, pp. 235-246.
- [2] C. M. C. DUARTE, e I. BARBI, "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-DC Converters: Synthesis, Analysis and Experimentation." INTELEC 95, pp. 502-509.
- [3] C. M. C. DUARTE, e I. BARBI, "A New Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Boost Converters: Analysis, Design and Experimentation." INTELEC 96, pp. 305-312.
- [4] D. A. RUIZ-CABALLERO, e I. BARBI, "A New Flyback-Current-Fed-Push-Pull DC-DC Converter." IEEE IECON'98, pp. 1036-1041.
- [5] R. SEVERNS, "High Frequency Converters with Non Pulsating Input and Output Currents.", HFPC 1990, pp. 223-234.
- [6] D. A. RUIZ-CABALLERO, e I. BARBI, "A New ZVS-PWM Clamping Mode Isolated Non Pulsating Input and Output DC-DC Converter." INTELEC 99, pp 20-1.
- [7] G. E. BLOOM, e R. SEVERNS, "Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converter Circuits.", Publicado em 1984 por Van Nostrand-Reinhold, Inc, pp. 6-25 – 6-49.
- [8] S. CUK, "Switching DC-to-DC Converter with Zero input or Zero output Current Ripple." IEEE Ind. Applications Society Annual Meeting 1978, pp. 1131-1146.
- [9] K. HARADA, e E H. SAKAMOTO, "Switched snubber for high frequency switching". PESC 90, pp. 181-188.
- [10] I. BARBI, Projeto de Fontes Chaveadas. Florianópolis: INEP/UFSC, 1990. Publicação interna.
- [11] P. IMBERTSON, e N. MOHAN, "Asymmetrical duty cycle zero switching loss in PWM circuits with noconduction loss penalty". IEEE IAS Annual Meeting 1991, pp. 1061-1066.
- [12] I. COLLING, e I. BARBI, "Analisis and Design of a Zero-Voltage Switching PWM Asymmetrical Half-Bridge DC-DC Converter" Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP95), pp 59-64.
- [13] I. E. COLLING, "Conversor Meia-ponte ZVS-PWM: Análise, Projeto e Experimentação", UFSC 1994, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [14] L. H. MWEENE, C. A. WRIGHT, e M. F. SCHLECHT, "A 1kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power system". IEEE PESC 89, pp. 423-432.

- [15] J. A. SABATE, V. VLATKOVIC, R. B. RIDLEY, F. C. LEE, e B. H. CHO, "Design consideration for high-voltage, high-power, full-bridge, zero-voltage-switched PWM converter". IEEE APEC 90, pp. 275-284.
- [16] J. A. SABATE, V. VLATKOVIC, R. B. RIDLEY, F. C. LEE, e B. H. CHO, "High-voltage, high power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber". IEEE APEC91, pp. 158-163.
- [17] G. HUA, F. C. LEE, e M.M. JOVANOVIĆ, "An improved zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor". IEEE PESC91, pp. 189-194.
- [18] R.N.PRADO, J.L.F. VIEIRA, e I. BARBI, "A wide load range full-bridge ZVS PWM converter employing non-linear resonant inductor". COBEP'91, pp. 50-55.
- [19] J.L.F. VIEIRA, e I. BARBI, "High-power full-bridge zero-voltage-switching PWM off-line power supply with wide load range". COBEP'91, pp.14-20, 1991.
- [20] F. NOME SILVA e I. BARBI, "A ZVS Clamping mode – Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter.", ISIE 1998 Proceedings, pp. 617-621.
- [21] W. ARAGÃO e I. BARBI, "Estudo comparativo Entre dois Conversores CC-CC Push-Pull Alimentados em Corrente." Seminario INEP 1996, pp. 130-136.
- [22] R. REDL e N. SOKAL, "Push-pull current-fed multiple output dc-dc power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio", PESC'80.
- [23] P. MANTOVANELLI e I. BARBI, "A New Current Fed, Isolated PWM DC-DC Converter." Proceedings IEEE Transaction on Power Electronic, Vol. 11 N°3 May 1996 pp. 43-44.
- [24] G. V. TORRICO BASCOPE, "Conversor Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente com Correção de Fator de Potência". UFSC 1996, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [25] M. QIU, G. MOSCHOPOULOS, H. PINHEIRO e P. JAIN, "A PWM Full-bridge Converter With Natural Input Power Factor Correction"; PESC98; pp. 1605 – 1611.
- [26] V. VORPERIAN, "Simplified Analysis of PWM Converter Using the Model of PWM Switch." VPEC Seminar Tutorial, 1988.
- [27] P. GAIDZINSKI, "Unidade retificadora de alta performance, 1500W – 25A, para telecomunicações". UFSC 1993, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica.
- [28] V. J. THOTTUVELIL, T. G. WILSON, e H. A. OWEN, "Small-Signal Modelling of a Push-Pull Current Fed Converter." IEEE PESC 82, pp. 224-239.
- [29] C. HUNG, C. Q. LEE, e H. T. LEE, "Modeling of High Power DC-DC Converter System Based on Weinberg Topology ." IEEE PESC 95, pp. 1222-1228.

[30] E. F. R. ROMANELI e I. BARBI, "A New ZVS-PWM Clamping Mode Isolated Non Pulsating Input and Output Current DC-to-DC Converter" PESC00, pp. 205-210.

[31] E. F. R. ROMANELI e I. BARBI, "A New DC-DC Converter with Low Current Ripple Characteristics" INTELEC00, Phoenix, sessão 31.1.

[32] E. F. R. ROMANELI e I. BARBI, "Novo Conversor Phase-Shift Isolado com Baixa Ondulação de Corrente" CININTEL2000, pp. 381-392.

[33] E. F. R. ROMANELI e I. BARBI, "A New Isolated Phase-Shift Controlled Non-Pulsating Input and Output Current Converter" PESC2001, pp. 237-242.

[34] E. F. R. ROMANELI e I. BARBI, "A New Isolated Phase-Shift Controlled Full Bridge Converter" artigo a ser publicado no COBEP2001, Florianópolis , 2001.