

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

CONVERSORES CC-CC ZVS-PWM
DUPLO FORWARD COM
ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

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

RENÉ PASTOR TORRICO BASCOPE

Florianópolis (SC), Dezembro de 2000

CONVERSORES CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

RENÉ PASTOR TORRICO BASCOPE

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



Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

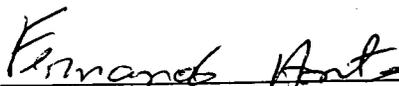


P/ Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



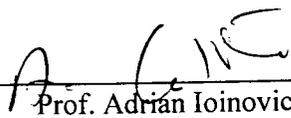
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



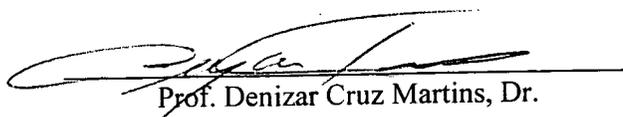
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Ph.D.



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Prof. Adrián Ioinovici, Ph.D.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Dedico esta tesis con mucho cariño:

- *a mis queridos padres Bonifácio Torrico y Cristina Bascopé;*
- *a mis queridos hermanos Grover, Iván, Daicy y Tereza;*
- *a mis queridos sobrinos Grovercito, Harold, Adriana y*
- *a mis cuñadas Lupe y Patricia.*

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi, pela brilhante e objetiva orientação deste trabalho, pelos ensinamentos proporcionados ao longo do curso de doutorado, pela amizade e confiança depositada na minha pessoa.

Aos professores do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Arnaldo Perin, Ênio Kassick, Denizar C. Martins, Hari Mohr, João C. dos Santos Fagundes e Alexandre Ferrari de Souza, pelos valiosos ensinamentos e cordialidade dispensados durante a realização do curso.

Aos membros da banca examinadora, professores Fernando L. M. Antunes, Alexandre Ferrari de Souza, Adrian Ioinovici e Denizar Cruz Martinz, pelas valiosas sugestões para melhorar este trabalho.

A meu colega, grande amigo e irmão Grover V. Torrico Bascope, pelas sugestões, estímulo e colaboração durante toda nossa vivência.

A meus colegas e grandes amigos, Falcondes José Mendes de Seixas, Roger Gules e Anderson Soares André, pela amizade, sugestões e ajuda na revisão gramatical deste trabalho.

À aluna de iniciação científica, Stephanie Katherine Teixeira Miller, pela gentileza na revisão de textos em inglês.

Aos colegas e amigos, Iván Eidt Colling, Adriano Peres, Fabiana Pöttker de Souza, Cícero M. Tavares Cruz, Marcelo Lobo Heldwein, Eduardo Romaneli, Enio Ribeiro, Everton Ferret, Marcelo Mezaroba, Roger Demonti, Samir Mussa, Waíl Pastorello Filho, Domingo Ruíz Caballero, Kefas D. Coelho, Luiz Tomaselli, Sérgio V. G. Oliveira e Yales R. de Novaes, pela amizade e o companheirismo.

Aos técnicos do INEP, Luiz Marcellius Coelho e Antonio L. S. Pacheco, pela amizade e profissionalismo na realização de trabalhos solicitados.

Às secretárias, Patrícia Schmitt e Dulcemar E. Borges, pela amizade e prontidão na solicitação de serviços ao longo do curso.

Ao CNPq e à Universidade Federal de Santa Catarina, pelo apoio financeiro para a realização do curso.

A meus pais e irmãos(as), pelo incentivo e compreensão que sempre me prestaram.

Ao amigo Elias Sebastião de Andrade e sua esposa, pela amizade incondicional desde quando fomos colegas de mestrado.

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

CONVERSORES CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

René Pastor Torrico Bascopé

Dezembro/2000

Orientador: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

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

Palavras-chave: conversores CC-CC, conversores com comutação suave

Número de Páginas: 266.

RESUMO: Neste trabalho é estudada a associação em série e em paralelo de dois conversores forward para dividir esforços de tensão ou corrente nos interruptores de potência. Para minimizar os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico de tensão ou de corrente nos interruptores, os conversores associados são acoplados magneticamente usando um transformador e um indutor de alta frequência. Os conversores CC-CC estudados, compostos de dois conversores, apresentam características de comutação sob tensão nula (ZVS), modulação por largura de pulso (PWM), operação com frequência constante e um único circuito de controle para ambos os conversores. Para cada conversor CC-CC são apresentados o princípio de operação, as principais formas de onda, a característica de saída, análises das comutações e uma metodologia de projeto. Para verificar os resultados teóricos e o equilíbrio de tensão ou de corrente nos interruptores, são mostrados resultados experimentais obtidos através de protótipos de 3kW. Para futuras pesquisas, são sugeridas novas topologias de conversores CC-CC associando-se dois conversores isolados clássicos com a finalidade de dividir esforços de tensão e/ou corrente nos interruptores.

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

DOUBLE ZVS-PWM DC-DC FORWARD CONVERTERS WITH MAGNETIC COUPLING

René Pastor Torrico Bascopé

December/2000

Advisor: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Energy Systems (Power Electronics)

Keywords: DC-DC converters, soft switching converters

Number of Pages: 266.

ABSTRACT: In this work, the series and parallel association of two forward converters to divide voltage or current stress among the power switches is studied. To minimize static and dynamic voltage or current unbalance problems in the switches, the associated converters are magnetically coupled by using a high frequency transformer and inductor. The studied DC-DC converters features are: zero voltage switching (ZVS), pulse width modulation (PWM), constant frequency operation, and the use of one control circuit for both converters. For each DC-DC converter, the operation principles, main waveforms, output characteristics, commutation analysis, and design methodology are presented. To verify the theoretical results and voltage or current balance in the switches, experimental results obtained from 3kW prototypes are shown. For future research, new DC-DC converter topologies based on two classic isolated converters with the purpose of dividing voltage or current stress among the switches are suggested.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	xi
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO I. CONVERSORES CC-CC COM APLICAÇÃO DE TÉCNICAS PARA DIVIDIR ESFORÇOS DE TENSÃO OU CORRENTE NOS COMPONENTES: UMA REVISÃO	
1.1. Semicondutores Utilizados em Conversores CC-CC	3
1.2. Técnica de Associação Convencional de Semicondutores	5
1.2.1. Técnica de Conexão em Série de Semicondutores	5
1.2.2. Técnica de Conexão em Paralelo de Semicondutores	7
1.3. Células de Comutação Multiníveis em Tensão	9
1.3.1. Célula de Comutação NPC	9
1.3.2. Célula de Comutação com Capacitor Flutuante.....	10
1.4. Células Multiníveis em Corrente	11
1.5. Técnica de Associação de Conversores Estáticos.....	13
1.5.1. Associação de Conversores CC-CC em Ponte Completa	14
1.5.2. Associação de Conversores CC-CC Forward de Dois Interruptores	17
1.5.3. Associação de Conversores CC-CC Forward de Um Interruptor	19
1.5.4. Associação de Conversores CC-CC em Meia Ponte	20
1.6. Outros Conversores CC-CC com Conexão Série de Interruptores	21
1.6.1. Conversor CC-CC Modificado	21
1.6.2. Conversor CC-CC Baseado na Associação em Cascata de Conversores	21
1.7. Conclusões	22
CAPÍTULO II. GERAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS APLICANDO A TÉCNICA DE ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES	
2.1. Introdução.....	23
2.2. Alternativas de Conexão dos Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores	24
2.3. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformador Único	25
2.3.1. Entradas Independentes	25
2.3.2. Entradas Conectadas em Série	27
2.3.3. Entradas Conectadas em Paralelo	29
2.3.4. Entradas Conectadas em Série/Paralelo.....	31
2.4. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes	31
2.4.1. Entradas Independentes	32
2.4.2. Entradas Conectadas em Série	33
2.4.3. Entradas Conectadas em Paralelo	35
2.4.4. Entradas Conectadas em Série/ Paralelo.....	36
2.5. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes e Secundários em Série	37

2.5.1. Entradas Independentes	38
2.5.2. Entradas Conectadas em Série	39
2.5.3. Entradas Conectadas em Paralelo	41
2.5.4. Entradas Conectadas Série/Paralelo.....	42
2.6. Conclusões	43
CAPÍTULO III. CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO DESACOPLADOS	
3.1. Introdução.....	45
3.2. Análise Qualitativa.....	45
3.2.1. Topologia do Conversor	45
3.2.2. Estratégia de Controle.....	46
3.2.3. Descrição das Etapas de Operação	47
3.2.4. Principais Formas de Onda Teóricas	50
3.3. Análise Qualitativa.....	51
3.3.1. Característica de Grampeamento	55
3.3.2. Característica de Saída ou Externa	56
3.3.3. Relação de Transformação do Transformador.....	58
3.3.4. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor.....	59
3.3.5. Ondulação de Corrente nos Indutores do Filtro de Saída	70
3.3.6. Máximos Esforços de Tensão nos Componentes do Conversor	71
3.4. Análise da Comutação.....	72
3.4.1. Na Entrada em Condução	73
3.4.2. No Bloqueio	74
3.5. Procedimento e Exemplo de Projeto	76
3.6. Resultados de Simulação e Experimentais.....	92
3.7. Conclusões	97
CAPÍTULO IV. OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO DESACOPLADOS	
4.1. Introdução.....	99
4.2. Determinação da Redução da Razão Cíclica Ótima	100
4.3. Escolha do Semicondutor Controlado e Determinação da Frequência de Operação Ótima... 102	
4.3.1. Especificações do Conversor	103
4.3.2. Procedimento para Determinar a Frequência de Comutação.....	103
4.3.3. Curvas de Volume Total em Função da Frequência de Comutação	121
4.4. Procedimento e Exemplo de Projeto	122
4.5. Resultados Experimentais	128
4.5.1. Testes Conectando as Entradas em Série.....	130
4.5.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo.....	135

4.6. Comparação de Resultados entre os Conversores Otimizado e não Otimizado	139
4.7. Conclusões	140
CAPÍTULO V. CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS	
5.1. Introdução.....	141
5.2. Análise Qualitativa.....	141
5.2.1. Topologia do Conversor	141
5.2.2. Efeitos do Acoplamento no Controle da Corrente Eficaz e ΔD	142
5.2.3. Estratégia de Controle.....	144
5.2.4. Etapas de Operação.....	144
5.2.5. Principais Formas de Onda Teóricas	145
5.3. Análise Quantitativa.....	147
5.3.1. Características de Grampeamento.....	153
5.3.2. Característica de Saída ou Externa.....	153
5.3.3. Relação de Transformação do Transformador.....	155
5.3.4. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor.....	156
5.3.5. Máximos Esforços de Tensão nos Componentes do Conversor	156
5.4. Determinação da Redução da Razão Cíclica Ótima.....	156
5.5. Análise da Comutação.....	158
5.5.1. Na Entrada em Condução	158
5.5.2. No Bloqueio	160
5.6. Procedimento e Exemplo de Projeto	163
5.7. Resultados Experimentais	169
5.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série.....	170
5.7.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo.....	176
5.8. Comparação de resultados entre os Conversores com e sem Indutores de Comutação	
Acoplados.....	180
5.9. Conclusões	182
CAPÍTULO VI. CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD SEM GRAMPEAMENTO ATIVO COM INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS	
6.1. Introdução.....	183
6.2. Análise Qualitativa.....	184
6.2.1. Topologia do Conversor	184
6.2.2. Função dos Indutores de Comutação Acoplados	185
6.2.3. Estratégia de Controle.....	186
6.2.4. Descrição das Etapas de Operação	186
6.2.5. Principais formas de Onda Teóricas	189
6.3. Análise Quantitativa.....	190
6.3.1. Característica de Saída ou Externa	192

6.3.2. Relação de Transformação do Transformador.....	194
6.3.3. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor.....	195
6.3.4. Ondulação de Corrente nos Indutores do Filtro de Saída	199
6.3.5. Máximos Esforços de tensão sobre os Componentes do Conversor.....	199
6.4. Determinação da Redução da Razão Cíclica Ótima.....	200
6.5. Análise da Comutação.....	201
6.5.1. Na Entrada em Condução de S_2 e S_3 , e Bloqueio de S_4	202
6.5.2. No Bloqueio do Interruptor S_1	205
6.6. Procedimento e Exemplo de Projeto	206
6.7. Resultados Experimentais	215
6.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série.....	217
6.7.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo.....	223
6.8. Conclusões	227
CAPÍTULO VII. CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD SEM GRAMPEAMENTO ATIVO COM INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS E CIRCUITOS AUXILIARES DE AJUDA À COMUTAÇÃO	
7.1. Introdução.....	229
7.2. Análise Qualitativa.....	230
7.2.1. Topologia do Conversor	230
7.2.2. Função dos Indutores de Comutação e Auxiliares Acoplados.....	231
7.2.3. Estratégia de Controle.....	231
7.2.4. Descrição das Etapas de Operação	231
7.2.5. Principais Formas de Onda Teóricas	234
7.3. Análise Quantitativa.....	235
7.4. Análise da Comutação.....	235
7.5. Análise dos Circuitos Auxiliares de Ajuda à Comutação	236
7.5.1. Indutores Auxiliares.....	237
7.5.2. Capacitores Auxiliares.....	238
7.6. Procedimento e Exemplo de Projeto	238
7.7. Resultados Experimentais	242
7.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série.....	243
7.8. Comparação de Resultados entre os Conversores com e sem Circuitos Auxiliares	248
7.9. Conclusões	249
CONCLUSÃO GERAL	251
APÊNDICE A	255
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	261

SIMBOLOGIA

β	- Relação das tensões de grampeamento e entrada
η	- Rendimento do conversor
X	- Percentagem de I_o em valor absoluto
Δ	- Profundidade de penetração da corrente no condutor de cobre
ΔB_{max}	- Máxima variação da densidade de fluxo magnético
ΔD	- Redução da razão cíclica de controle
ΔD_{max}	- Máxima redução da razão cíclica de controle
ΔD_{min}	- Mínima redução da razão cíclica de controle
$\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4, \Delta t_5$	- Intervalos de tempo num período de comutação
$\Delta t_x, \Delta t_y, \Delta t_z, \Delta t_w$	- Instantes de cruzamento por zero da corrente em L_{r1}
ΔI_{Lo}	- Ondulação da corrente no indutor do filtro de saída
$\overline{\Delta I}_{Lo}$	- Ondulação da corrente normalizada no indutor do filtro de saída
μ_o	- Permeabilidade do vácuo
μ_r	- Permeabilidade relativa do ar
θ_{blo}	- Ângulo na frequência de ressonância durante o bloqueio
θ_{cond}	- Ângulo na frequência de ressonância durante a entrada em condução
A_e	- Área da perna central do núcleo EE
A_p	- Produto de áreas da janela e da perna central do núcleo
A_w	- Área da janela do núcleo EE
B_{max}	- Máxima densidade de fluxo magnético
C_{C1}, C_{C2}	- Capacitores de grampeamento
C_d	- Capacitância intrínseca do diodo
C_{Dr}	- Capacitor do grampeador do diodo retificador
C_{OSS}	- Capacitância intrínseca de saída do MOSFET
C_o	- Capacitor do filtro de saída
$C_{r1}, C_{r2}, C_{r3}, C_{r4}$	- Capacitores de comutação
$C_{a1}, C_{a2}, C_{a3}, C_{a4}$	- Capacitores dos circuitos de ajuda à comutação
D	- Razão cíclica de controle
D_1, D_2, D_3, D_4	- Diodos em antiparalelo com os interruptores principais e auxiliares
$D_{S1}, D_{S2}, D_{S3}, D_{S4}$	- Diodos em antiparalelo com os interruptores
D_{fio}	- Diâmetro de um fio
D_{r1}, D_{r2}	- Diodos retificadores de saída
f_o	- Frequência de ressonância
f_s	- Frequência de comutação
\bar{f}	- Frequência normalizada
f_{osc}	- Frequência de oscilação do indutor e capacitor dos circuitos auxiliares
G_v	- Relação de tensões saída-entrada
$I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6$	- Valores iniciais de corrente no L_{r1} em cada intervalo de tempo
I_F	- Corrente média num diodo
I_o	- Corrente média na carga
I_{omin}	- Corrente de saída mínima
i_{Lr1}, i_{Lr2}	- Correntes instantâneas nos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2}
I_{Lr1ef}	- Corrente eficaz no indutor de comutação L_{r1}
\overline{I}_{Lr1ef}	- Corrente eficaz normalizada no indutor de comutação L_{r1}
$I_{Lr1pico}$	- Corrente de pico no indutor de comutação L_{r1}

$\overline{I_{Lr1pico}}$	- Corrente de pico normalizada no indutor de comutação L_{r1}
I_{Ccmd}	- Corrente média nos capacitores grampeadores
I_{Cef}	- Corrente eficaz nos capacitores grampeadores
$\overline{I_{Cc ef}}$	- Corrente eficaz normalizada nos capacitores grampeadores
I_{Drmd}	- Corrente média nos diodos retificadores de saída
$\overline{I_{Drmd}}$	- Corrente média normalizada nos diodos retificadores de saída
$\overline{I_{S1md}}$	- Corrente média no interruptor principal S_1
$\overline{I_{S1md}}$	- Corrente média normalizada no interruptor principal S_1
I_{S1ef}	- Corrente eficaz no interruptor principal S_1
$\overline{I_{S1ef}}$	- Corrente eficaz normalizada no interruptor principal S_1
I_{S3md}	- Corrente média no interruptor auxiliar S_3
$\overline{I_{S3md}}$	- Corrente média normalizada no interruptor auxiliar S_3
I_{S3ef}	- Corrente eficaz no interruptor auxiliar S_3
$\overline{I_{S3ef}}$	- Corrente eficaz normalizada no interruptor auxiliar S_3
I_{Loef}	- Corrente eficaz no indutor do filtro de saída
$\overline{I_{Loef}}$	- Corrente eficaz normalizada no indutor do filtro de saída
I_{Lopico}	- Corrente de pico no indutor do filtro de saída
$\overline{I_{Lopico}}$	- Corrente de pico normalizada no indutor do filtro de saída
$I_{i md}$	- Corrente média de entrada
$\overline{I_{i md}}$	- Corrente média normalizada de entrada
$I_{i ef}$	- Corrente eficaz de entrada
$\overline{I_{i ef}}$	- Corrente eficaz normalizada de entrada
I_{D1md}	- Corrente média no diodo D_1
$\overline{I_{D1md}}$	- Corrente média normalizada no diodo D_1
I_{D3md}	- Corrente média no diodo D_3
$\overline{I_{D3md}}$	- Corrente média normalizada no diodo D_3
$I_{Sec ef}$	- Corrente eficaz nos enrolamentos secundários do transformador
$\overline{I_{Sec ef}}$	- Corrente eficaz normalizada nos enrolamentos secundários do transformador.
I_{Coef}	- Corrente eficaz no capacitor do filtro de saída C_o
$\overline{I_{Coef}}$	- Corrente eficaz normalizada no capacitor do filtro de saída C_o
$I_{La1pico}$	- Corrente de pico no indutor auxiliar de comutação
I_{La1ef}	- Corrente eficaz no indutor L_{a1}
I_{La2ef}	- Corrente eficaz no indutor L_{a2}

J_{max}	- Máxima densidade de corrente
K_t	- Fator que depende da topologia do conversor
K_u	- Fator de utilização da janela do núcleo
K_p	- Fator de área do primário
K	- Coeficiente de acoplamento
L_m	- Indutância magnetizante
L_o	- Indutor do filtro de saída
L_{r1}, L_{r2}	- Indutores de comutação
$L_{a1}, L_{a2}, L_{a3}, L_{a4}$	- Indutores dos circuitos auxiliares de ajuda à comutação
l_e	- Comprimento magnético do núcleo
l_g	- Entreferro do núcleo do indutor
l_t	- Comprimento médio de uma espira
M	- Indutância mútua
N_{Lo}	- Número de espiras do indutor do filtro de saída
N_{Pri}	- Número de espiras do primário do transformador
N_{sec}	- Número de espiras do secundário do transformador
n	- Relação de transformação do transformador
\bar{n}	- Relação de transformação normalizada do transformador
n_f	- Número de fios em paralelo
$P_{diss\ gramp}$	- Potência dissipada no grampeador RCD do diodo retificador D_{r1}
P_{imax}	- Máxima potência de entrada
P_o	- Potência de saída
R_C	- Resistência do fio de cobre a 100°C
R_{DS}	- Resistência de condução do MOSFET
R_{Dr}	- Resistência do grampeador do diodo retificador
R_o	- Resistência de carga
R_{SE}	- Resistência série equivalente do capacitor do filtro de saída
R_{eq}	- Resistência de condução equivalente para IGBT's ou diodos
S_1, S_2	- Interruptores principais
S_3, S_4	- Interruptores auxiliares
S_{pri}	- Seção do condutor do enrolamento primário
S_{sec}	- Seção do condutor do enrolamento secundário
t_{blo}	- Intervalo de tempo de carga de C_r
$\frac{t_{blo}}{t_{cond}}$	- Intervalo de tempo de carga normalizado de C_r
t_{cond}	- Intervalo de tempo de descarga de C_r
$\frac{t_{cond}}{t_{rrmax}}$	- Intervalo de tempo de descarga normalizado de C_r
t_{rrmax}	- Tempo de recuperação reversa num diodo
t_w	- duração da largura de pulso do interruptor que controla transferência de energia
T_a	- Temperatura ambiente
T_c	- Temperatura da cápsula
T_d	- Temperatura do dissipador
T_J	- Temperatura de junção
T_S	- Período de comutação
$V_{(BR)DS}$	- Máxima tensão de operação do MOSFET
V_1, V_2	- Tensão de entrada ou sobre os capacitores de entrada ($V_1=V_2=V_i$)
V_{Cc}	- Tensão de grampeamento ($V_{Cc1}=V_{Cc2}=V_{Cc}$)
V_F	- Queda de tensão num diodo
V_{gramp}	- Tensão de grampeamento nos diodos retificadores
V_{Lr1}	- Tensão no indutor de comutação L_{r1}
V_o	- Tensão média de saída

V_{rev}	- Tensão reversa num diodo
V_{S1md}	- Tensão média no interruptor principal S_1
V_{Sec}	- Tensão no secundário do transformador
V_{La1}	- Tensão sobre o indutor L_{a1}
V_{Ca1}	- Tensão sobre o capacitor auxiliar C_{a1}
V_{Ca2}	- Tensão sobre o capacitor auxiliar C_{a2}
$V_{Cr1,Cr2}$	- Tensão nos capacitores de comutação
$V_{Pri1,Pri2}$	- Tensão nos primários do transformador
$V_{Dr1,Dr2}$	- Tensão reversa nos diodos retificadores
$V_{S1,S2,S3,S4}$	- Tensão máxima nos interruptores principais e auxiliares
$V_{D1,D2,D3,D4}$	- Tensão reversa máxima nos diodos em antiparalelo com os interruptores
ω_o	- Frequência angular de ressonância
Z_o	- Impedância característica

INTRODUÇÃO

Este trabalho foi motivado pela presença de altas tensões de barramento devido à utilização de pre-reguladores trifásicos de alto fator de potência baseados em conversores Boost, que apresentam tensões de saída maiores que a tensão de entrada de pico. Atualmente, os pre-reguladores estão substituindo aos retificadores convencionais a diodos e/ou tiristores na alimentação de conversores CC-CC, minimizando desta maneira a injeção de harmônicas de corrente na rede de 60Hz. Em aplicações práticas, as tensões de barramento acima de 400V alimentando conversores CC-CC, causam limitações tecnológicas e problemas de implementação. As tensões de barramento acima de 400V aparecem quando o conversor CC-CC é alimentado através de um sistema trifásico de 380V. Neste caso, usando-se um pre-regulador de alto fator de potência trifásico, a tensão de saída resulta sempre maior que 600V (tensão de barramento do conversor CC-CC).

Na prática, operar um único conversor CC-CC isolado convencional (forward, push-pull, meia ponte ou ponte completa), com o valor de tensão de barramento indicado anteriormente, torna-se problemático pelas limitações tecnológicas de tensão dos interruptores e principalmente os efeitos das derivadas de tensão (dv/dt) sobre outros sistemas durante as comutações. Como é conhecido, nos conversores forward e push-pull, considerando os efeitos dos elementos parasitas (indutâncias de dispersão dos elementos magnéticos e da fiação), mesmo colocando circuitos de proteção de sobretensão, as tensões de pico sobre os interruptores são maiores que o dobro da tensão de barramento. Por outro lado, nos conversores meia ponte e ponte completa, são maiores que a tensão de barramento. As derivadas de tensão que ocorrem durante as comutações, acarretam problemas de operação indevida de circuitos de controle, curto-circuitos de braço nos conversores em configurações meia ponte e ponte completa pela drenagem de corrente através das capacitâncias intrínsecas dos interruptores e interferências electromagnéticas (EMI) e de radio frequência (RFI).

Para reduzir a tensão sobre os interruptores e ao mesmo tempo reduzir os valores das derivadas de tensão, existem algumas técnicas na literatura que podem ser utilizadas. Entre as técnicas conhecidas estão a associação convencional de interruptores, as células de comutação multiníveis em tensão e a associação de conversores em série. Todas estas técnicas se encontram explicadas no capítulo I deste trabalho.

Pelo fato de ser pouca explorada a técnica de associação de conversores para dividir os esforços de tensão sobre os semicondutores, esta técnica foi escolhida como uma alternativa para minimizar os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico de tensão que ocorrem na associação convencional em série de semicondutores. Antes de realizar a escolha da técnica de associação de

conversores foi realizada uma revisão da literatura técnica para verificar os estudos realizados pela comunidade científica em relação ao tema. Na revisão constatou-se a existência de poucos estudos realizados em relação aos temas de desequilíbrios estático e dinâmico de tensão e de corrente nos semicondutores, problemas de saturação dos elementos magnéticos, valores de rendimento, níveis de tensão recomendáveis para a aplicação da técnica.

A técnica de associação de conversores foi estudada por meio de dois conversores, onde cada um deles é composto de dois conversores CC-CC forward acoplados magneticamente. Os conversores estudados apresentam características de comutação suave dos interruptores e são controlados por meio de um único circuito de controle para regular a tensão de saída.

Aproveitando a flexibilidade da técnica de associação de conversores isolados, também foram estudados, adicionalmente, o paralelismo de conversores para dividir os esforços de corrente através dos componentes para aplicações em baixas tensões de entrada (alimentação com bancos de baterias). Dos resultados experimentais foram obtidas importantes conclusões para alcançar equilíbrio de correntes através dos conversores.

O trabalho consta de sete capítulos que são descritos a seguir:

No Capítulo I foi apresentada uma revisão geral das técnicas existentes para dividir os esforços de tensão e de corrente em semicondutores.

No Capítulo II foram geradas três famílias de conversores aplicando a técnica de associação de conversores. Os conversores gerados são classificados segundo a conexão das entradas ou das saídas, utilização dos elementos magnéticos e conexão de secundários do transformador.

No Capítulo III foi estudado e experimentado um conversor CC-CC com comutação suave e modulação PWM, composto por dois conversores forward com grampeamento ativo acoplados magneticamente e utilizando um único transformador de alta frequência.

No Capítulo IV, pelo fato do conversor do capítulo III apresentar baixo rendimento, foi realizado um estudo de otimização de parâmetros para melhorar o rendimento.

No Capítulo V foi estudado e experimentado o mesmo conversor do Capítulo III, adicionando o acoplamento dos indutores de comutação para permitir a redução da circulação de energia reativa e melhorar os equilíbrios estático e dinâmico das tensões e/ou correntes nos componentes.

No Capítulo VI foi estudado e experimentado um conversor CC-CC com comutação suave (ZVS) e modulação PWM composto de dois conversores CC-CC forward de dois interruptores.

No Capítulo VII foi estudado e experimentado o mesmo conversor do Capítulo VI, adicionando circuitos auxiliares de ajuda à comutação em cada braço, para poder garantir a comutação suave dos interruptores ativos desde vazio até plena carga.

CAPÍTULO I

CONVERSORES CC-CC COM APLICAÇÃO DE TÉCNICAS PARA DIVIDIR ESFORÇOS DE TENSÃO OU CORRENTE NOS COMPONENTES: UMA REVISÃO

Neste capítulo são mostrados alguns conversores CC-CC, controlados por um único circuito de controle, aos quais são aplicadas diferentes técnicas para dividir esforços de tensão ou corrente através dos componentes de potência. Com a revisão bibliográfica, pretende-se mostrar que atualmente existem algumas técnicas conhecidas e experimentadas capazes de minimizar os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico de tensão ou de corrente quando os semicondutores são associados em série ou em paralelo. Normalmente, as técnicas são necessárias em altas tensões de barramento (>500V) ou em altas correntes de entrada (>50A). O principal motivo que leva a utilizar técnicas para dividir esforços são as limitações tecnológicas de tensão e/ou corrente dos semicondutores quando ocorrem aplicações de altas tensões e/ou correntes.

1.1. Semicondutores Utilizados em Conversores CC-CC

Os semicondutores normalmente utilizados em conversores CC-CC são classificados em semicondutores controlados e não controlados, ou muitas vezes denominados de interruptores ativos e passivos.

Os semicondutores não controlados amplamente utilizados em conversores CC-CC são os diodos ultrarápidos com recuperação suave (*ultra-fast soft recovery diodes*) [1]. A recuperação suave gera um reduzido di/dt e como consequência as sobretensões devido à presença de indutâncias parasitas (*stray inductances*) são menores e fáceis de serem limitadas em valores desejados, através de circuitos *snubbers* ou grampeadores.

Por outro lado, os semicondutores controlados utilizados na atualidade são os transistores bipolares BJT (*Bipolar Junction Transistor*), os transistores MOSFET's (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) e os Transistores IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Os transistores bipolares são ainda aplicados em reatores eletrônicos de baixa potência para lâmpadas de alta e baixa pressão. As características dos três tipos de transistores são explicadas de maneira geral a seguir.

Antes do desenvolvimento dos MOSFET's de potência, o único interruptor estático totalmente controlado disponível para aplicações em altas frequências (5 a 20kHz) e médias potências (até 100kW) era o transistor bipolar de potência. A tecnologia deste interruptor evoluiu bastante, permitindo a fabricação deles com capacidade de suportar correntes de coletor de centenas de ampères e tensões de bloqueio de até 800V. Apesar de permitir a manipulação de potências consideráveis, estes componentes apresentam algumas desvantagens em suas características de operação, tais como, elevada corrente de base direta e reversa quando opera como interruptor (a corrente de base deve ser em torno de 10 a 15% da corrente de coletor). Estes requerimentos fazem com que o circuito de comando seja complexo e caro; apresenta elevados tempos de estocagem (*storage time*) durante o bloqueio, provocando tempo de comutação muito grande (na ordem de micro segundos); ocorre pontos sobreaquecidos no interior do semiconductor por aplicação simultânea de tensão coletor-emissor e de corrente de coletor quando opera com carga indutiva provocando a falha de segunda avalanche e, tendo como consequência, a destruição do componente; o componente apresenta coeficiente de temperatura negativa da tensão de saturação (V_{CEsat}), que indica que a tensão de saturação reduz quando a temperatura de junção aumenta, sendo um fenômeno indesejável para realizar o paralelismo [2, 3, 32].

Posteriormente, o transistor MOSFET de potência foi desenvolvido para minimizar as limitações do desempenho do transistor bipolar de potência. O MOSFET é um componente com características de controle por sinal de tensão aplicado entre *gate-source* (V_{GS}). A corrente de *gate* necessária para carregar e descarregar a capacitância de entrada durante as comutações (entrada em condução e bloqueio) é bem baixa, diminuindo consideravelmente a complexidade do circuito de comando e reduzindo o seu custo. A impedância de entrada do MOSFET é muito elevada, motivo pelo qual a corrente de *gate* é pequena em frequências de operação típicas (centenas de kilohertz). No MOSFET não são observados atrasos, que são resultado do tempo de estocagem pela recombinação de portadores minoritários durante o bloqueio. Em relação ao transistor bipolar, apresenta menores tempos de comutação. Esta característica é particularmente atraente para operação de circuitos de alta frequência, que têm as perdas por comutação dominantes. Os MOSFET's também apresentam uma excelente área de operação segura (*SOA-Safe Operating Area*) podendo suportar aplicação simultânea de elevadas tensões e correntes de curta duração, sem causar destruição por falha de segunda avalanche, como ocorre com o

transistor bipolar [3]. Este componente tem coeficiente de temperatura positivo da resistência de condução (a resistência de condução do componente aumenta com o aumento da temperatura de junção), característica que favorece a distribuição de correntes quando é efetuado o paralelismo. O componente em estado de condução comporta-se como um resistor entre dreno-*source*. Neste componente, à medida que a tensão de operação é maior, o valor da resistência de condução também é maior, aumentando as perdas de condução. Por este motivo não existem MOSFET's para tensões acima de 1000V. As capacidades de corrente dos MOSFET's são menores em relação aos bipolares devido principalmente à resistência de condução.

Para vencer as limitações de ambos os interruptores de potência descritos anteriormente, realizou-se uma integração das vantagens: capacidade de corrente do coletor (característica do transistor bipolar) e controle por tensão aplicada entre *gate-source* (característica do transistor MOSFET), num único componente híbrido que se denomina transistor IGBT. Atualmente, este componente apresenta uma tecnologia muito avançada e é o mais utilizado no desenvolvimento de conversores CC-CC pelas reduzidas perdas de condução. As características principais são: controle por sinal de tensão, baixas perdas de condução, elevada capacidade de corrente de coletor, operação em tensões elevadas (1200V), não apresenta problemas de falha de segunda avalanche, e operação em altas frequências, até 200kHz operando com comutação suave e até 25kHz operando com comutação dissipativa [3, 4].

1.2. Técnica de Associação Convencional de Semicondutores

A seguir são explicadas as técnicas de conexão série e paralelo de semicondutores.

1.2.1. Técnica de Conexão em Série de Semicondutores

A aplicação da técnica de conexão em série de semicondutores não é usual em conversores CC-CC utilizando BJT's, MOSFET's ou IGBT's devido às dificuldades de conseguir os equilíbrios estático e dinâmico da tensão sobre os semicondutores porque são necessárias técnicas específicas e cuidados especiais. O equilíbrio estático (interruptores em estado bloqueado) até poderia ser alcançado colocando resistores de elevada resistência em paralelo com cada interruptor. Por outro lado, o problema mais sério é conseguir o equilíbrio dinâmico (interruptores em estado de comutação), pois os interruptores nem sempre comutam ao mesmo tempo, devido às diferenças dos sinais de controle, às

diferenças nos tempos de atraso (*delay time*) na entrada em condução e no bloqueio, às diferenças nos tempos de subida (*rise time*) e descida (*fall time*). Assim, o interruptor que bloqueia primeiro, ou aquele que conduz depois, suporta toda a tensão do barramento. Em muitos casos para poder sincronizar as comutações são necessários circuitos de controle capazes de compensar os tempos de atraso durante as comutações [5].

A técnica de conexão em série de semicondutores é aplicada em conversores com frequências menores que 2kHz. Os semicondutores utilizados nos conversores em baixa frequência são os tiristores ou GTO's. Com estes semicondutores, normalmente são processadas potências na ordem de Megawatts para aplicações em acionamentos de máquinas (trens elétricos), em compensadores de energia reativa de linhas de transmissão, em retificadores controlados para transmissão em corrente contínua [6, 7, 30, 31].

Como exemplo, na Fig. 1.1 é mostrada uma célula de comutação com semicondutores conectados em série e na Fig. 1.2, é mostrada uma aplicação da célula de comutação para a obtenção do conversor CC-CC meia ponte.

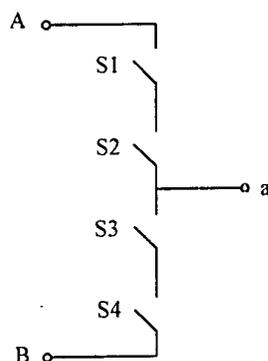


Fig. 1.1. Célula de comutação com semicondutores conectados em série.

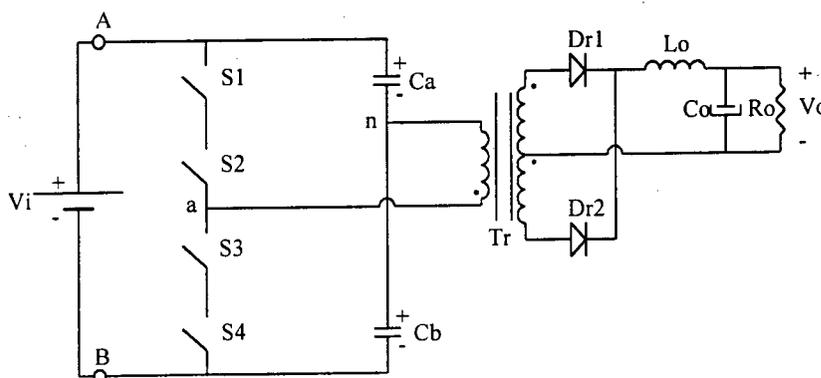


Fig. 1.2. Conversor CC-CC meia ponte com interruptores conectados em série.

1.2.2. Técnica de Conexão em Paralelo de Semicondutores

Em conversores CC-CC e outros, a aplicação da técnica de conexão em paralelo de semicondutores é pouco realizada pelos problemas de desequilíbrio estático (estado de condução) e dinâmico (estado de comutação) de corrente através dos semicondutores. Para conseguir realizar as conexões são necessárias técnicas específicas e cuidados especiais. Nesta técnica, tal como na técnica de conexão série, o problema mais sério é o desequilíbrio dinâmico das correntes durante as comutações, pois o interruptor que entra em condução antes ou aquele que bloqueia depois suporta toda a corrente. Os principais fatores que provocam estes problemas são: às diferenças nos sinais de controle, às diferenças nos tempos de atraso (*delay time*) e às diferenças nos tempos de subida (*rise time*) e descida (*fall time*) [20, 21, 36].

Na conexão paralela, as características de comportamento intrínseco dos semicondutores são fundamentais. No caso dos transistores bipolares a possibilidade de realizar o paralelismo é descartada pelo fato de apresentar coeficiente de temperatura negativo da tensão coletor-emissor (V_{CEsat}) e excessiva variação de V_{CEsat} com o aumento da temperatura de junção, mesmo sendo do mesmo lote [2]. O MOSFET é o componente mais aconselhável para realizar o paralelismo por apresentar coeficiente de temperatura positivo da resistência de condução ($R_{DS(on)}$), pois quanto maior a corrente através do componente em paralelo, por efeito da temperatura, maior é a resistência de condução limitando naturalmente o crescimento da corrente. Desta maneira os problemas de desequilíbrio estático de corrente são minimizados. Por outro lado, os problemas de desequilíbrio dinâmico permanecem sem alteração devido aos fenômenos indicados anteriormente [8, 20, 21, 36].

Em relação aos IGBT's, existem duas tecnologias disponíveis para sua aplicação em eletrônica de potência. A mais comum é a tecnologia PT (*Punch-Through*) que apresenta coeficiente de temperatura negativo da tensão de saturação V_{CEsat} [9]. Esta característica é indesejável para o paralelismo, pois provoca instabilidade térmica dos componentes quando os mesmos não são montados no mesmo dissipador. Por este motivo, é necessário montá-los todos num mesmo dissipador. Um outro problema desta tecnologia é a excessiva variação de V_{CEsat} entre componentes, com o aumento de temperatura de junção, provocando desequilíbrio estático [9, 10, 32].

Uma outra tecnologia é a NPT (*Non-Punch-Through*) que apresenta um coeficiente de temperatura positivo da tensão de saturação V_{CEsat} [9, 11, 32]. Esta característica é importante para o paralelismo, pois permite alcançar um rápido equilíbrio térmico das junções dos componentes, mesmo sem estarem acoplados termicamente através de um único dissipador de calor. Uma outra característica importante deste tipo de IGBT's são as mínimas variações de V_{CEsat} com o aumento da temperatura de junção, que é uma característica importante para alcançar o equilíbrio estático.

Pode-se concluir e deixar esclarecido que nenhum dos semicondutores controlados, associados convencionalmente, soluciona os problemas de desequilíbrio dinâmico das correntes.

Na Fig. 1.3 é apresentada uma célula de comutação com os interruptores conectados em paralelo. A célula pode ser aplicada para gerar qualquer tipo de conversor. Como exemplo, na Fig. 1.4 é ilustrada uma aplicação da célula para a geração do conversor CC-CC meia ponte.

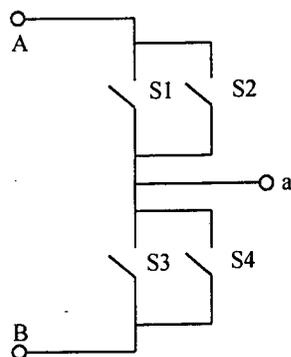


Fig. 1.3. Célula de comutação com os interruptores conectados em paralelo.

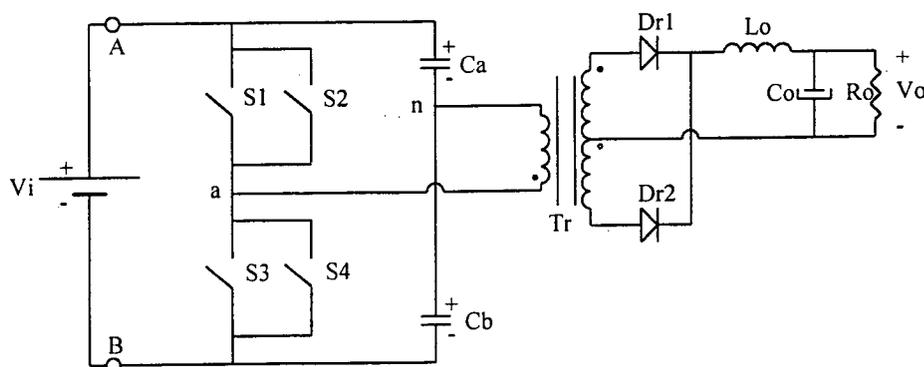


Fig. 1.4. Conversor CC-CC meia ponte com interruptores conectados em paralelo.

1.3. Células de Comutação Multiníveis em Tensão

Neste item são apresentadas duas técnicas consolidadas que minimizam os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico acusados pela técnica convencional de conexão em série de semicondutores, indicada no item 1.2.1.

1.3.1. Célula de Comutação NPC

Nos inversores multiníveis NPC (*Neutral Point Clamped*) propostos em [12, 13, 14, 15, 33, 34, 35], os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico de tensão sobre os interruptores são mínimos. Assim, grande parte dos problemas da associação série convencional apresentada no item 1.2.1 foram superados. Portanto, aproveitando as características dos inversores multiníveis NPC foram obtidas as células de comutação denominadas de NPC para poder gerar alguns conversores CC-CC do tipo meia ponte ou ponte completa [16, 17, 18, 19, 33]. Com estas células não é possível gerar *choppers* porque se desequilibra a tensão sobre os capacitores de entrada [5]. A célula de comutação NPC é mostrada na Fig. 1.5. Em relação à célula de comutação da Fig. 1.1, na célula NPC diodos são conectados entre os capacitores de entrada e os interruptores em série. Estes diodos permitem que a máxima tensão sobre os interruptores seja igual à tensão sobre os capacitores de entrada.

O conversor CC-CC da Fig. 1.6 proposto em [16] apresenta características de comutação sob tensão nula ZVS (*Zero Voltage Switching*) dos interruptores, operação com frequência constante, máxima tensão sobre cada interruptor metade da tensão de entrada e três níveis na tensão entre os pontos *a* e *n*.

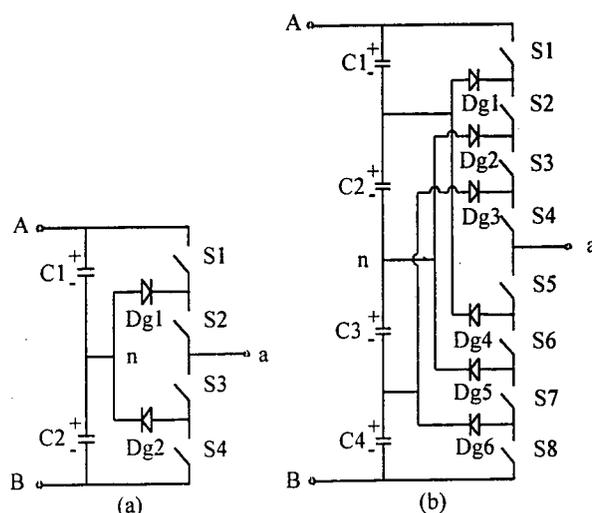


Fig. 1.5. Células de comutação NPC: a) três níveis; b) cinco níveis.

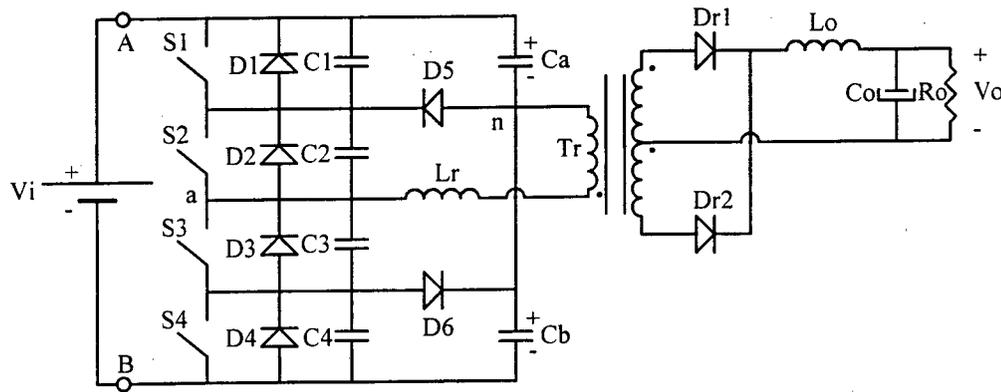


Fig. 1.6. Conversor CC-CC TL-ZVS-PWM.

1.3.2. Célula de Comutação com Capacitor Flutuante

A célula de comutação com capacitor flutuante proposta em [5], que na literatura também é conhecida como célula de comutação multinível versátil, quando aplicado, permite minimizar os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico de tensão sobre os interruptores em série indicados no item 1.2.1. As células são mostradas na Fig.1.7 para os casos de três e cinco níveis de tensão entre os pontos *a* e *n*. Para um bom funcionamento das células, em cada período de comutação a corrente média através dos capacitores flutuantes deve ser nula. Assim, a tensão sobre os capacitores é mantida constante num determinado valor. Estas células não apresentam restrições na geração de topologias, pois com elas podem ser gerados conversores CC-CC em ponte (ponte completa e meia ponte), *choppers* (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Cúk*, *sepic* e *zeta*) e inversores de tensão [5].

Para ilustrar a aplicação, na Fig. 1.8 é mostrado o conversor CC-CC estudado em [18, 19, 29]. O conversor da figura apresenta características de comutação sob tensão nula ZVS dos interruptores, operação com frequência constante e tensão máxima sobre os interruptores metade da tensão de entrada.

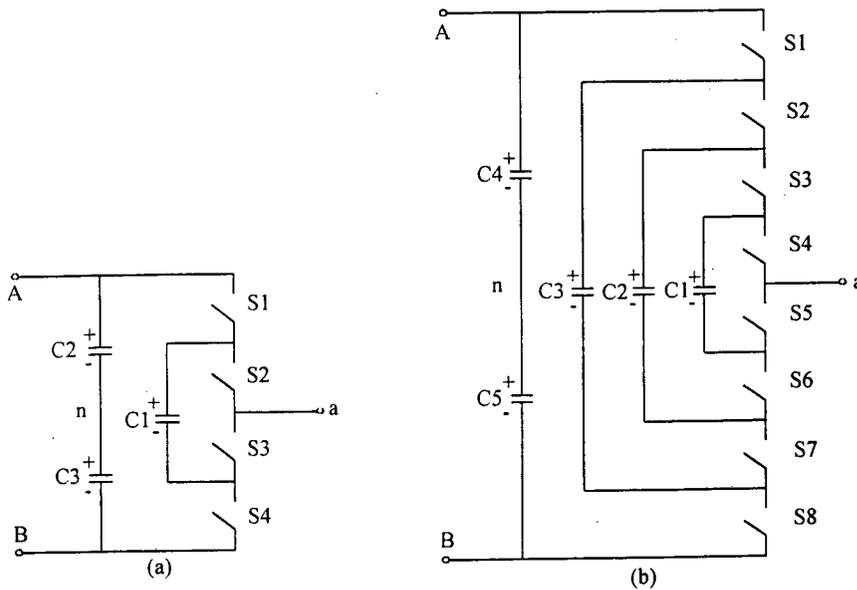


Fig. 1.7. Células de comutação com capacitor flutuante: a) três níveis; b) cinco níveis.

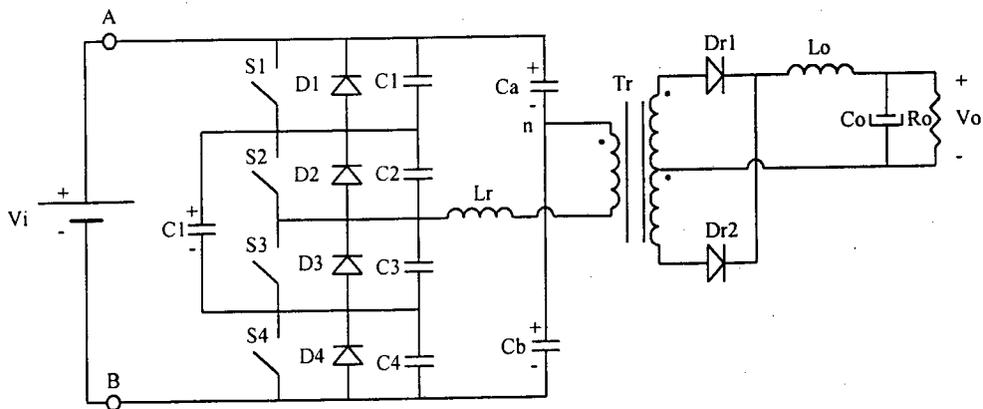


Fig. 1.8. Conversor CC-CC isolado baseado na célula de comutação com capacitor flutuante.

1.4. Células Multiníveis em Corrente

A técnica de paralelismo proposta em [20], permite minimizar os efeitos dos desequilíbrios estático e dinâmico de corrente ocorridos na associação paralela convencional de semicondutores, explicados no item 1.2.2. A célula têm aplicações importantes em *choppers* e inversores, porém, não são mencionadas e experimentadas aplicações a conversores CC-CC do tipo ponte [20, 21]. Esta técnica permite, de uma maneira simples, a associação de qualquer número de células PWM em paralelo utilizando indutores de equilíbrio de pequena indutância, como é mostrado na Fig. 1.9, para distribuir a corrente total do conversor. Os indutores de equilíbrio são os que conseguem minimizar os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico.

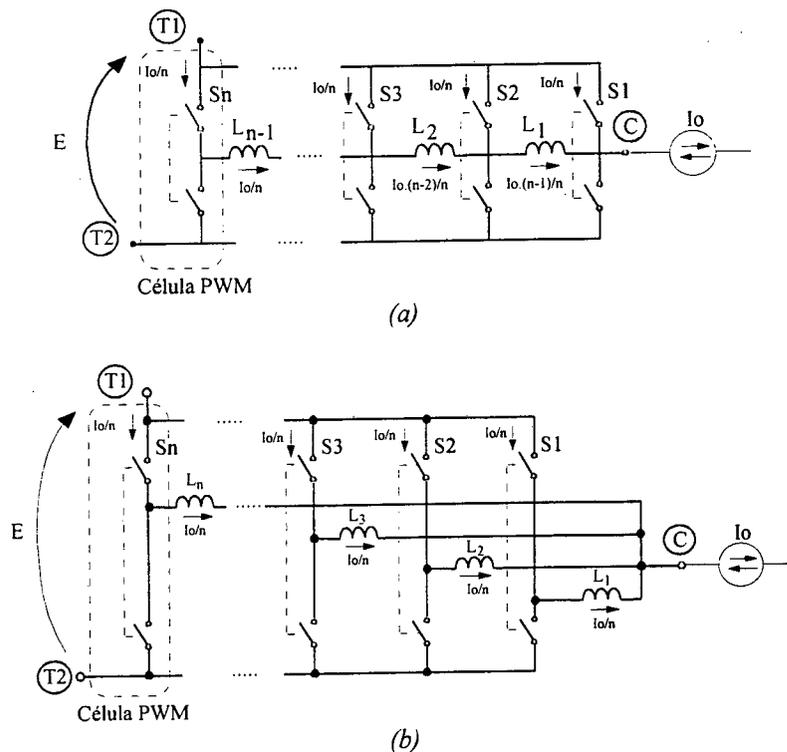


Fig. 1.9. Célula de comutação genérica para paralelismo:
(a) utilizando (n-1) indutores de equilíbrio
(b) utilizando n indutores de equilíbrio.

Os parâmetros envolvidos nas células são:

L_1, L_2, L_{n-1} : Indutores de equilíbrio de baixa indutância;

I_o : Fonte de corrente ou laço indutivo;

E : Fonte de tensão ou ramo capacitivo;

n : Número de células PWM.

Nesta célula genérica os interruptores da célula PWM podem ter diferentes arranjos, dependendo da natureza da fonte de corrente no ponto C. Para uma fonte bidirecional a célula PWM será implementada com dois interruptores ativos (IGBTs ou MOSFETs) e dois diodos ultra-rápidos em antiparalelo com cada interruptor ativo para a etapa de roda livre. Por outro lado, para uma fonte unidirecional, a célula pode ser projetada com um interruptor controlado (IGBT ou MOSFET) e um interruptor não controlado (diodo ultra-rápido).

As células PWM e a fonte de tensão (ou ramo capacitivo) (ver Fig. 1.9) são conectadas a dois pontos comuns (T_1 e T_2). Ao ponto (C), único ponto da célula genérica, é conectada uma fonte de corrente (laço indutivo). Em aplicações práticas de conversores

CC-CC e inversores, a fonte de corrente I_0 representa a corrente média de um laço indutivo obtida através de indutores com elevado valor de indutância.

Na Fig. 1.10 é mostrada a aplicação da nova técnica a um conversor CC-CC *buck* para colocar dois interruptores em paralelo. Neste conversor duas células PWM são usadas para distribuir a corrente de saída total [20, 21].

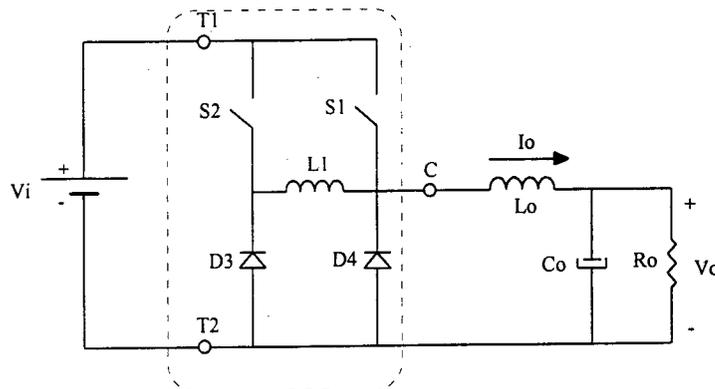


Fig. 1.10. Conversor CC-CC *buck*.

1.5. Técnica de Associação de Conversores Estáticos

Realizando associação de conversores estáticos em série ou em paralelo também é possível dividir os esforços de tensão ou corrente nos semicondutores [22, 23, 24, 25, 26]. A simples associação de conversores não minimiza os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico tensão ou corrente da associação convencional de semicondutores. Deve-se deixar claro que esta técnica não é uma solução absoluta do problema, pois depende de muitos fatores, tais como assimetria das impedâncias dos caminhos de circulação de corrente, acoplamento dos elementos magnéticos, diferenças dos sinais de controle, tipos de topologias.

Quando são associados conversores isolados, é um tanto complexo falar simplesmente de conversores em série ou de conversores em paralelo pois, pelo fato de serem isolados através de um transformador de alta frequência, existem várias combinações de conexão das entradas e das saídas dos conversores compostos. Por este motivo é necessário indicar exatamente como são conectadas as entradas ou as saídas.

A seguir são apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC, propostas na literatura, realizadas com a técnica de associação de conversores isolados.

1.5.1. Associação de Conversores CC-CC em Ponte Completa

Em [22, 23] os autores apresentam várias topologias de conversores, associando conversores em ponte completa com comutação sob tensão nula ZVS. Todos os conversores associados são controlados por um único circuito de controle, aplicando controle por deslocamento de fase (*phase shift*).

O primeiro conversor apresentado, mostrado na Fig. 1.11, foi denominado de Conversor Duplo Ponte Completa, e o mesmo opera adequadamente se a energia é dividida perfeitamente entre ambos os conversores. Segundo as explicações, com a configuração mostrada, qualquer variação de energia provoca desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada e, como consequência, existe o perigo de destruir os interruptores. Neste conversor as tensões sobre os capacitores de entrada devem ser monitoradas permanentemente com um circuito de controle rápido para corrigir qualquer diferença.

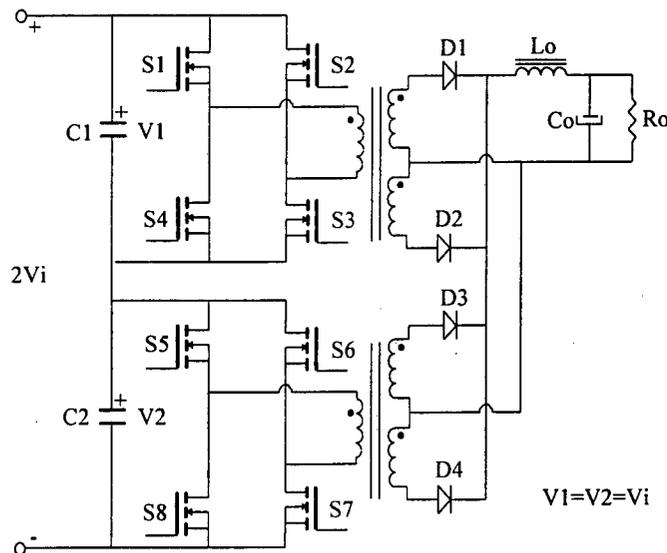


Fig. 1.11. Conversor duplo ponte completa.

Para superar os problemas de desequilíbrio de energia do conversor da Fig. 1.11, as pontes foram acopladas com um único transformador de alta frequência. O conversor acoplado magneticamente é mostrado na Fig. 1.12. Segundo as explicações dos autores, nos conversores com um único transformador as pequenas diferenças de tensão sobre os capacitores de entrada são corrigidas automaticamente graças a pequena transferência de energia pelo transformador de um conversor para outro e vice-versa. Também recomendam que para se conseguir um bom equilíbrio, os pulsos de comando e os parâmetros dos dispositivos sejam aproximadamente iguais. Neste conversor, com a técnica de controle

por deslocamento de fase, foi alcançada uma comutação sob tensão nula ZVS dos interruptores. Os elementos parasitas, como as indutâncias de dispersão do transformador e as capacitâncias intrínsecas dos interruptores de potência, foram aproveitados evitando a utilização de componentes externos.

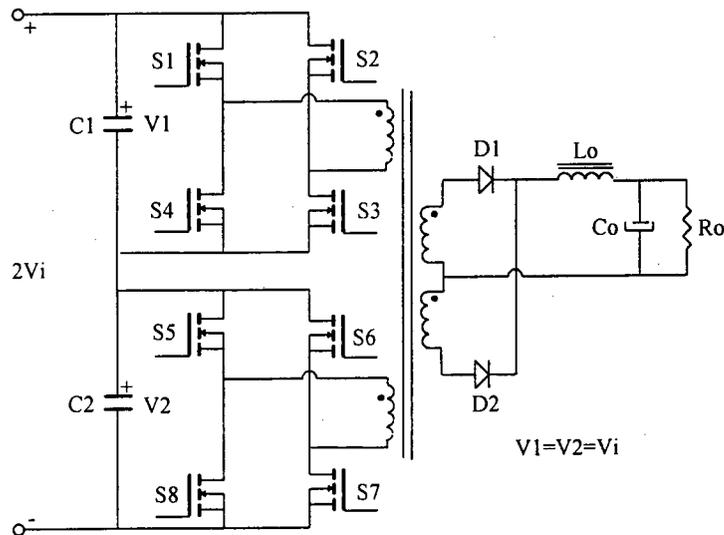


Fig. 1.12. Conversor duplo ponte completa acoplado por transformador.

Como as duas pontes são isoladas galvanicamente, foi possível conectar as entradas em paralelo, tal como é mostrado na Fig. 1.13. O conversor apresenta característica importantes, pois o mesmo conversor pode trabalhar com dois valores de tensão de entrada.

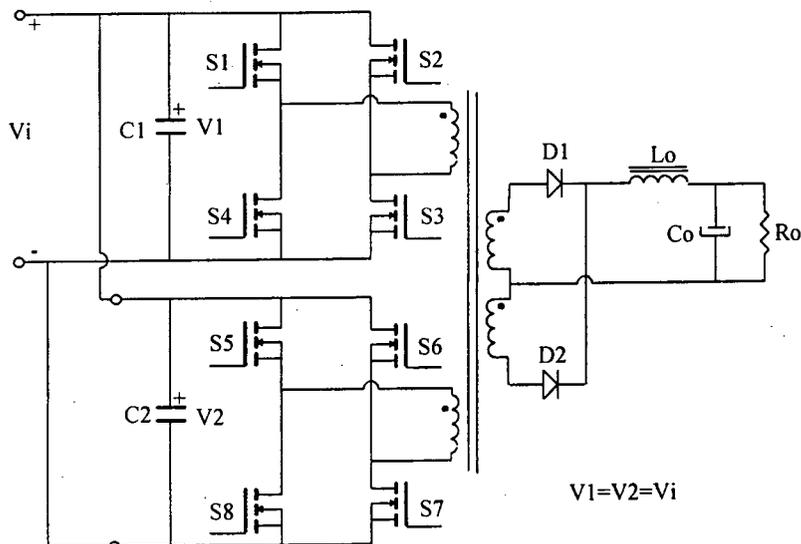


Fig. 1.13. Conversor duplo ponte completa com entradas em paralelo.

Quando os requerimentos de potência chegam a ser extremadamente grandes, sugere-se a utilização de dois transformadores de alta frequência. Na Fig. 1.14 é mostrado o método de conexão dos enrolamentos para poder conseguir uma boa distribuição de

corrente pelos interruptores. O conversor mantém sua característica de comutação suave devido à aplicação da técnica de controle indicada anteriormente.

Segundo as explicações, conectando os enrolamentos secundários em série a circulação de corrente através deles é a mesma, portanto, como a corrente no primário é uma imagem da corrente no secundário, a energia transferida através de cada transformador é a mesma. A exata divisão das duas tensões sobre os capacitores de entrada é controlada pela corrente através dos enrolamentos primários do transformador.

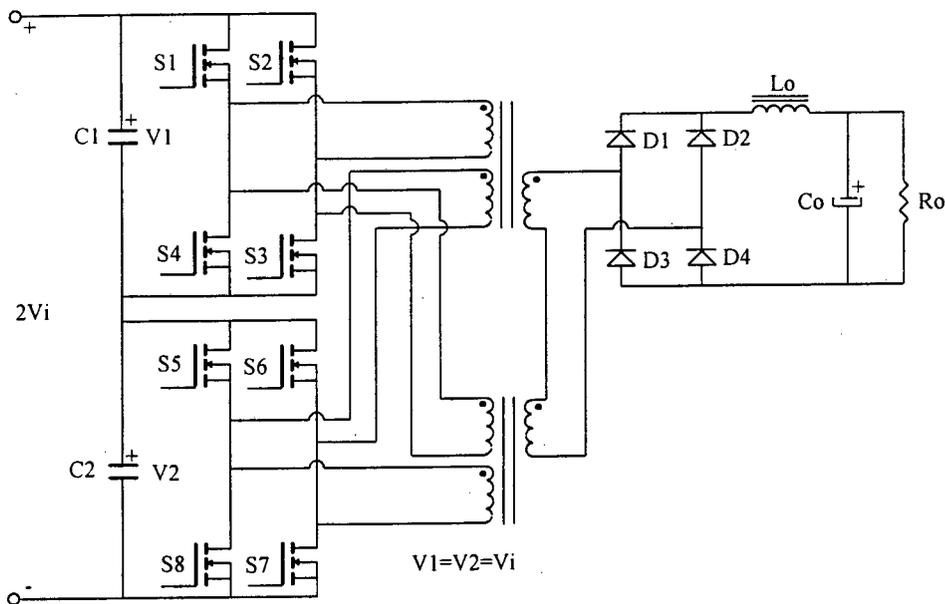


Fig. 1.14. Conversor duplo ponte completa usando dois transformadores de potência.

Também foi apresentado, como mostra a Fig. 1.15, a topologia com as entradas das pontes conectadas em paralelo e os secundários dos transformadores conectados em série com a finalidade de forçar a circulação da mesma corrente pelos primários dos transformadores. Desta maneira, é dividida em duas partes iguais as correntes através das pontes. O conversor é recomendado para operar com tensões de entrada menores e grandes valores de correntes.

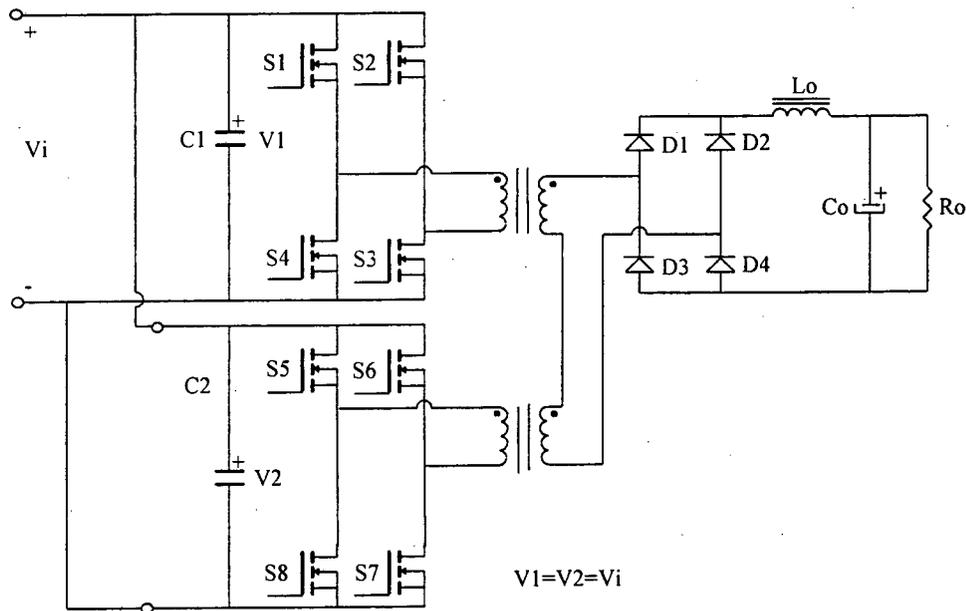


Fig. 1.15. Conversor duplo ponte completa com dois transformadores, entradas conectadas em paralelo e secundários em série.

1.5.2. Associação de Conversores CC-CC Forward de Dois Interruptores

O conversor da Fig. 1.16, denominado de conversor CC-CC PWM ponte dual, foi proposto em [24]. O conversor mostrado é composto por dois conversor CC-CC Forward com dois interruptores. Ambos os conversores são acoplados usando um único transformador de alta frequência e as entradas são independentes. Como o conversor é isolado galvanicamente, as entradas do conversor podem ser conectadas em série como é mostrado na Fig. 1.17 ou em paralelo como é mostrado na Fig. 1.18 . O conversor é controlado por um único circuito de controle utilizando a modulação por deslocamento de fase (*phase shift*). Segundo os autores, com esta técnica de modulação, o conversor apresenta comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores e os elementos parasitas, tais como, indutâncias de dispersão do transformador e capacitâncias intrínsecas dos interruptores são aproveitados. Portanto, não são necessários componentes externos de ajuda à comutação. A máxima tensão sobre cada componente do conversor é igual à metade da tensão total de entrada (no caso da conexão em série das entradas).

CAPÍTULO III

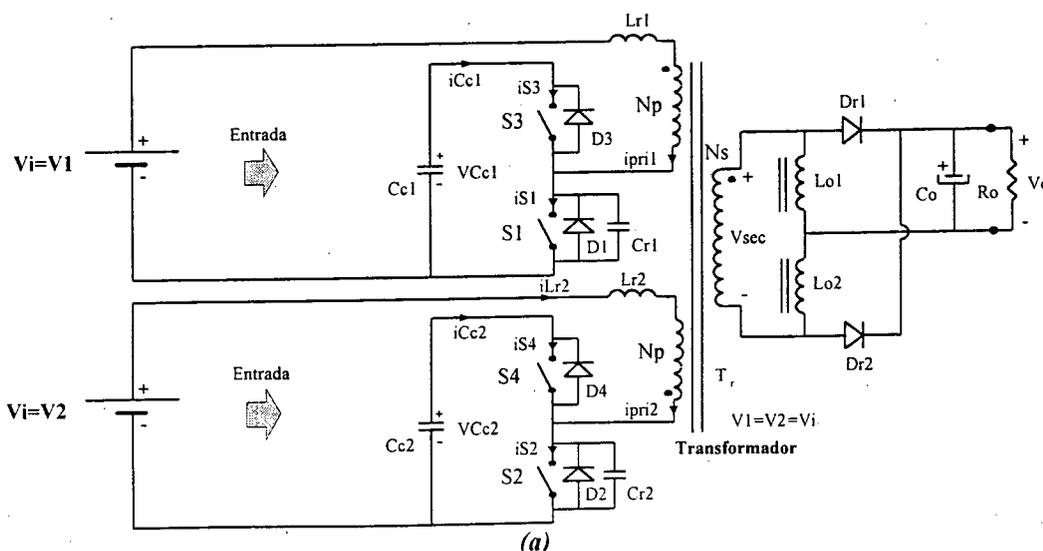
CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO DESACOPLADOS

3.1. Introdução

Neste capítulo é proposto e estudado um conversor CC-CC isolado gerado a partir da associação de dois conversores CC-CC forward com grampeamento ativo [39, 40, 41]. Ambos os conversores são acoplados usando um único transformador de alta frequência com o objetivo de alcançar um adequado equilíbrio de tensão nos componentes baseado na lei de indução eletromagnética de Faraday [22, 23, 52]. O conversor proposto é mostrado na Fig. 3.1.a e é denominado “conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward com grampeamento ativo”. Por ser isolado galvanicamente, suas entradas podem ser conectadas em série ou em paralelo, tal como são mostrados nas Figs. 3.1.b e 3.1.c. As principais características do conversor são: perda de comutação nula desde vazio até plena carga e versatilidade para operar com diferentes valores de tensão de entrada. Normalmente a conexão série é conveniente para as aplicações em elevadas tensões de barramento, enquanto a conexão paralelo é adequada para as aplicações em baixas tensões de entrada e correntes elevadas. Neste capítulo são apresentados estudos qualitativos e quantitativos, análise da comutação dos interruptores, exemplo de projeto e resultados de simulação e experimentais.

3.2. Análise Qualitativa

3.2.1. Topologia do Conversor



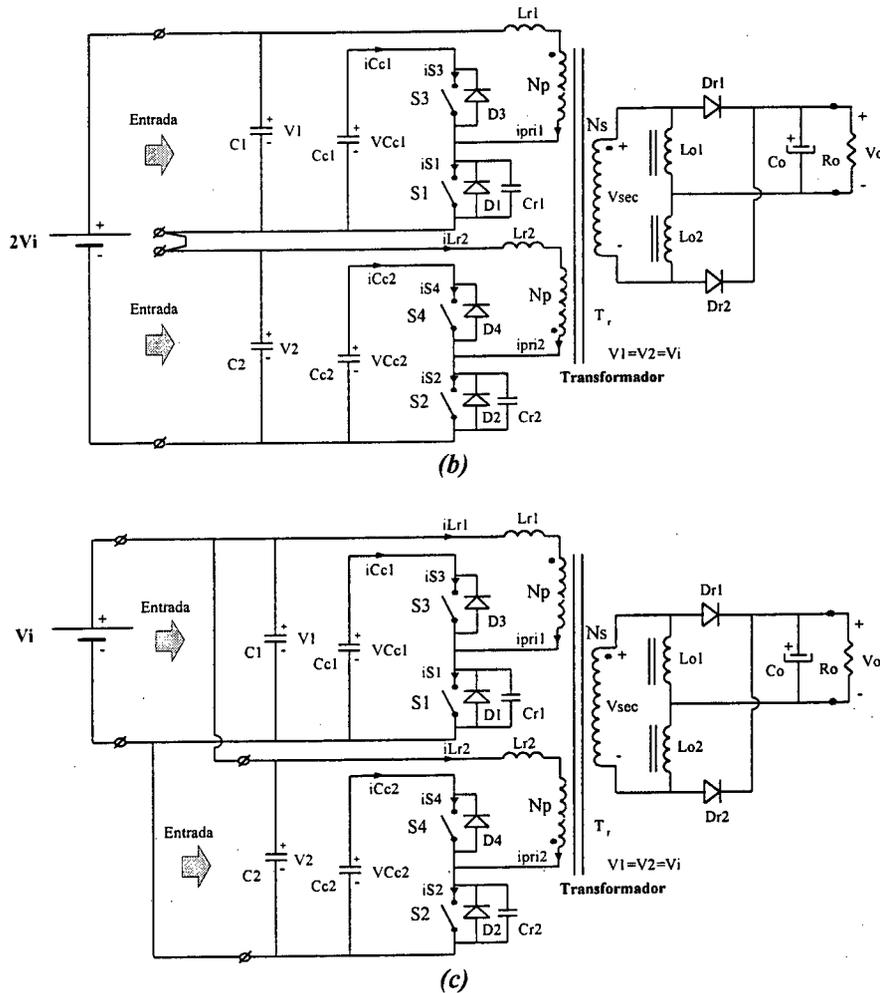


Fig. 3.1. (a) *Conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward com grameamento ativo proposto;*
 (b) *Conversor proposto com as entradas conectadas em série;*
 (c) *Conversor proposto com as entradas conectadas em paralelo.*

O conversor proposto, mostrado na Fig. 3.1.a, é composto dos seguintes componentes: fontes de tensão de entrada V_1 e V_2 ; capacitores grameadores C_{c1} e C_{c2} ; interruptores principais S_1 e S_2 ; interruptores auxiliares S_3 e S_4 ; indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; capacitores de comutação C_{r1} e C_{r2} ; diodos em antiparalelo com os interruptores D_1 , D_2 , D_3 e D_4 ; transformador de alta frequência com três enrolamentos T_r ; diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} ; filtro de saída consistindo de L_{o1} , L_{o2} e C_o ; e, resistor de carga R_o .

Para realizar a conexão série das entradas as fontes de alimentação do conversor proposto são substituídas por capacitores adequados C_1 e C_2 .

3.2.2. Estratégia de Controle

O conversor proposto é controlado utilizando modulação PWM assimétrica [42]. Com esta modulação todos os interruptores ativos operam com comutação sob tensão nula ZVS (Zero Voltage Switching). Tal modulação consiste de quatro pulsos de tensão, sendo

dois pulsos defasados em 180° com larguras menores que $T_s/2$ para os interruptores principais (S_1 e S_2) e dois pulsos complementares aos indicados anteriormente com larguras maiores que $T_s/2$ para os interruptores auxiliares (S_3 e S_4). A modulação descrita foi obtida usando o circuito integrado PWM 3525 e portas inversoras. Os tempos mortos foram gerados com elementos RC. Os circuitos de comando implementados são mostrados no item 3.6. A tensão de saída do conversor é controlada através dos interruptores S_1 e S_2 . A modulação é mostrada na Fig. 3.3.

3.2.3. Descrição das Etapas de Operação

O conversor proposto opera em modo de condução contínua (MCC) da corrente através dos indutores do filtro de saída.

Para simplificar a análise do conversor, as seguintes considerações são feitas:

- o conversor opera em regime permanente;
- todos os componentes são considerados ideais;
- os indutores do filtro de saída L_{o1} e L_{o2} são suficientemente grandes para serem considerados como fontes de corrente com valores iguais a metade da corrente carga $I_o/2$;
- os indutores de comutação são iguais ($L_{r1}=L_{r2}=L_r$);
- os capacitores de grampeamento são iguais ($C_{c1}=C_{c2}=C_c$);
- as tensões sobre os capacitores grampeadores são iguais ($V_{Cc1}=V_{Cc2}=V_{Cc}$);
- os capacitores de comutação são iguais ($C_{r1}=C_{r2}=C_r$);
- as indutâncias de dispersão do transformador são incluídas nas indutâncias dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ;
- a corrente magnetizante do transformador é desprezível comparada à corrente de carga;
- os sinais de comando aplicados a cada par de interruptores são perfeitamente simétricos.

É conveniente ressaltar que as considerações indicadas anteriormente não comprometem o comportamento real do conversor.

Na Fig. 3.2 são mostradas as etapas de operação para meio período, e na Fig. 3.3 são mostradas as principais formas de onda para um período de comutação.

Primeira Etapa: (t_0, t_1) - transferência de energia.

Durante esta etapa, é transferida potência para a carga a partir da fonte de entrada V_1 através do interruptor S_1 e também do capacitor grampeador C_{c2} , o qual é descarregado através do interruptor S_4 . No lado secundário do transformador, a corrente circula através do diodo retificador D_{r1} e do indutor do filtro L_{o2} . Os interruptores S_2 e S_3 estão bloqueados e a tensão sobre eles é igual à tensão V_{Cc} sobre os capacitores grampeadores.

Segunda Etapa: (t_1, t_2) - carga linear do capacitor C_{r1} .

No instante t_1 , o interruptor S_1 é bloqueado sob tensão nula. O capacitor C_{r1} é carregado linearmente com uma corrente constante. Esta etapa finaliza quando a tensão sobre S_1 atinge V_1 , e sobre S_3 atinge $(V_{Cc} - V_1)$.

Terceira Etapa: (t_2, t_3) - carga ressonante do capacitor C_{r1} .

No instante t_2 , a tensão nos enrolamentos do transformador é zero e conseqüentemente, inicia-se a ressonância entre C_{r1} e L_{r1} . Além disso, o processo de roda livre da corrente de saída I_o começa, envolvendo L_{o1} , L_{o2} , D_{r1} , e D_{r2} . Esta etapa acaba, quando a tensão sobre S_1 alcança V_{Cc} e a tensão sobre S_3 alcança zero.

Quarta Etapa: (t_3, t_4) - etapa linear

No instante t_3 , o diodo antiparalelo D_3 é diretamente polarizado e começa a conduzir a corrente através de L_{r1} , a qual decresce linearmente. Do mesmo modo, a corrente através L_{r2} decresce linearmente. Durante esta etapa, a corrente de carga I_o permanece em roda livre através dos diodos D_{r1} e D_{r2} . O interruptor S_3 deve entrar em condução antes que o diodo D_3 seja polarizado inversamente. Esta etapa finaliza quando o interruptor S_4 é bloqueado.

Quinta Etapa: (t_4, t_5) - descarga ressonante do capacitor C_{r2} .

Quando o interruptor S_4 é bloqueado, a corrente através de L_{r2} é desviada para o capacitor de comutação C_{r2} , o qual é então descarregado de modo ressonante. Durante esta etapa a corrente de carga I_o permanece em roda livre. Esta etapa é finalizada quando a tensão sobre o capacitor C_{r2} se anula e o diodo D_2 começa a conduzir.

Sexta Etapa: (t_5, t_6) : etapa Linear

No instante t_5 , o diodo D_2 é diretamente polarizado e começa a conduzir a corrente através do indutor de comutação L_{r2} . Enquanto o diodo conduz, o interruptor S_2 deve começar a receber sinal de comando. A corrente através de L_{r2} decresce linearmente até atingir zero. Neste ponto, o diodo D_2 é bloqueado, e esta corrente inverte sua direção, passando a circular através do interruptor S_2 . Durante esta etapa não há transferência de potência para a carga; portanto, durante este intervalo, a razão cíclica é reduzida.

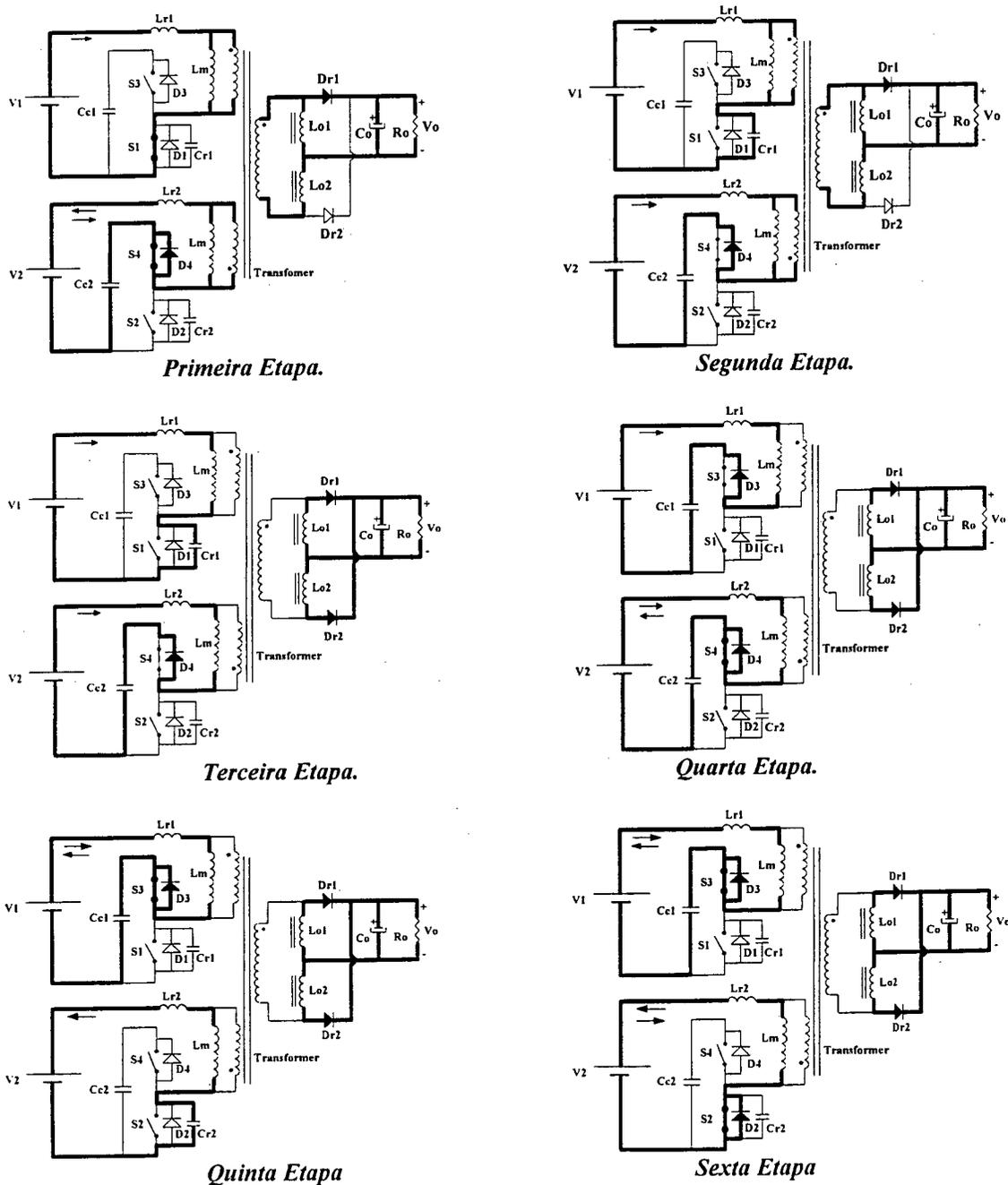


Fig. 3.2. Etapas de operação do conversor.

3.2.4. Principais Formas de Onda Teóricas

Na Fig. 3.3 são apresentadas as formas de onda teóricas de tensão e de corrente considerando as etapas de comutação. Por outro lado, na Fig. 3.4 são apresentadas as mesmas formas de onda sem considerar as etapas de comutação com a finalidade de facilitar a análise matemática para encontrar a característica externa e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

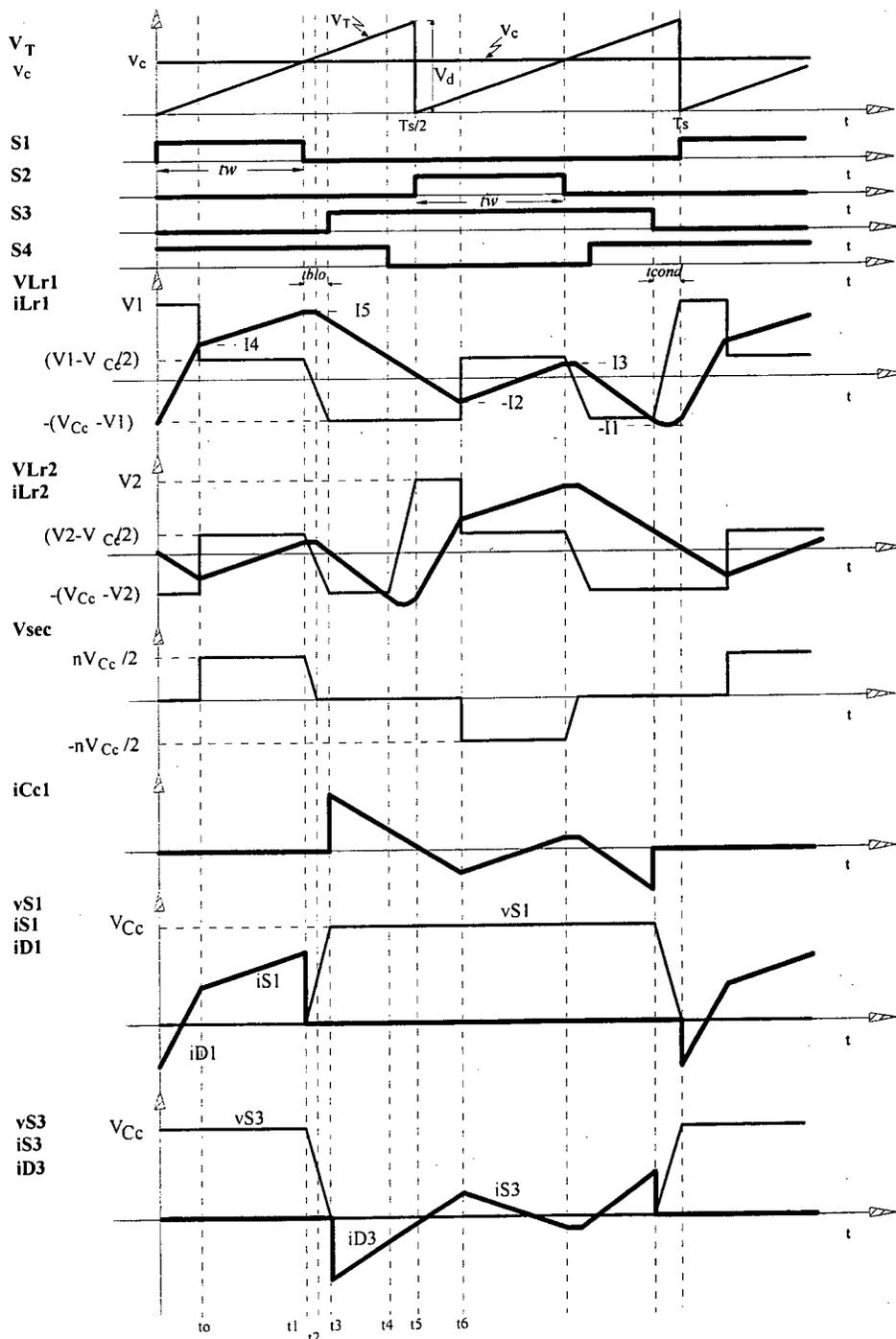


Fig. 3.3. Formas de onda considerando as comutações.

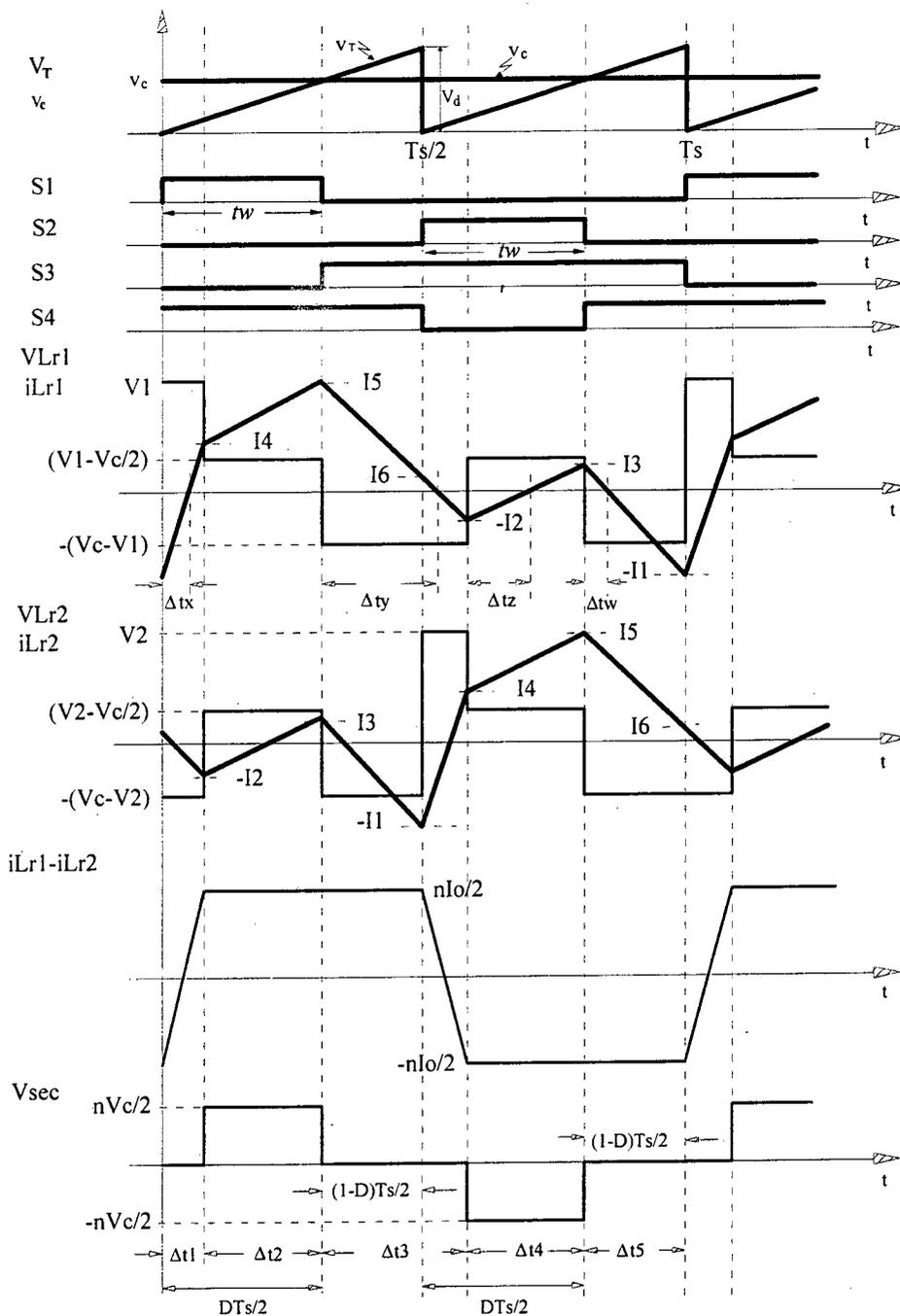


Fig. 3.4. Formas de onda sem considerar as comutações.

3.3. Análise Quantitativa

Para simplificar a análise teórica do conversor são ignoradas as etapas de comutação, pois caso contrario, a análise torna-se bastante complexa. A desconsideração das etapas de comutação para a análise teórica, não compromete o comportamento real de operação do conversor. Para prosseguir com a análise são utilizadas as formas de onda mostradas na Fig. 3.4.

• Definição da Razão Cíclica de Controle D

A razão cíclica, D, para o conversor proposto na Fig. 3.1 é definida pela seguinte equação:

$$D = \frac{t_w}{T_s/2} \quad (3.a)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.b)$$

onde,

t_w : duração da largura de pulso do interruptor S_1 ou S_2 ,

T_s : período de comutação,

f_s : frequência de comutação.

A razão cíclica também pode ser definida como a relação da tensão de controle (v_c) e da amplitude da portadora dente de serra (V_d).

$$D = \frac{v_c}{V_d} \quad (3.c)$$

• Determinação dos Valores dos Intervalos de Tempo

As equações são encontradas para cada intervalo ao longo de um período de comutação como são mostradas a seguir:

Intervalo Δt_1 :

$$i_{L_r}(t) = -I_1 + \frac{V_i}{L_r} \cdot t \quad (3.1)$$

No final do intervalo $i_{L_r}(\Delta t_1) = I_4$,

$$I_4 = -I_1 + \frac{V_i}{L_r} \cdot \Delta t_1 \quad (3.2)$$

$$\Delta t_1 = (I_1 + I_4) \cdot \frac{L_r}{V_i} \quad (3.3)$$

Intervalo Δt_2 :

$$i_{L_r}(t) = I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \quad (3.4)$$

No final do intervalo $i_{L_r}(\Delta t_2) = I_5$,

$$I_5 = I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \Delta t_2 \quad (3.5)$$

$$\Delta t_2 = (I_5 - I_4) \cdot \frac{(2-D) \cdot L_r}{(1-D) \cdot V_i} \quad (3.6)$$

Intervalo Δt_3 :

$$i_{L_r}(t) = I_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \quad (3.7)$$

No final do intervalo $i_{L_r}(\Delta t_3) = -I_2$,

$$-I_2 = I_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \Delta t_3 \quad (3.8)$$

$$\Delta t_3 = (I_2 + I_5) \cdot \frac{(2-D) \cdot L_r}{D \cdot V_i} \quad (3.9)$$

Intervalo Δt_4 :

$$i_{L_r}(t) = -I_2 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \quad (3.10)$$

No final do intervalo $i_{L_r}(\Delta t_4) = I_3$,

$$I_3 = -I_2 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \Delta t_4 \quad (3.11)$$

$$\Delta t_4 = (I_2 + I_3) \cdot \frac{(2-D) \cdot L_r}{(1-D) \cdot V_i} \quad (3.12)$$

Intervalo Δt_5 :

$$i_{L_r}(t) = I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \quad (3.13)$$

No final do intervalo $i_{L_r}(\Delta t_5) = -I_1$,

$$-I_1 = I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \Delta t_5 \quad (3.14)$$

$$\Delta t_5 = (I_1 + I_3) \cdot \frac{(2-D) \cdot L_r}{D \cdot V_i} \quad (3.15)$$

Também são encontradas as seguintes equações:

$$\Delta t_2 = \Delta t_4 \quad (3.16)$$

$$\Delta t_5 = (1-D) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.17)$$

$$\Delta t_2 = D \cdot \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 \quad (3.18)$$

$$\Delta t_3 = \Delta t_1 + \Delta t_5 \quad (3.19)$$

$$I_5 - I_3 = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (3.20)$$

$$I_4 + I_2 = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (3.21)$$

Montando-se um sistema de equações lineares com as Eqs. (3.3), (3.6), (3.15), (3.17), (3.18) e (3.20) e, resolvendo, encontra-se o valor do intervalo de tempo Δt_1 .

$$\Delta t_1 = \frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot (2 - D)}{2 \cdot V_i} \quad (3.22)$$

Os outros intervalos de tempo são determinados utilizando as Eqs. (3.16), (3.18) e (3.19).

$$\Delta t_2 = \Delta t_4 = \left(\frac{D}{2 \cdot f_s} - \frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot (2 - D)}{2 \cdot V_i} \right) \quad (3.23)$$

$$\Delta t_3 = \left[\frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot (2 - D)}{2 \cdot V_i} + \frac{(1 - D)}{2 \cdot f_s} \right] \quad (3.24)$$

O valor do intervalo Δt_5 é dado na Eq. (3.17).

• Determinação dos Valores Iniciais de Corrente através do Indutor de Comutação L_{r1} em cada Intervalo de Tempo

Os valores de corrente no início de cada intervalo de tempo, foram denotados como sendo I_1 , I_2 , I_3 , I_4 , I_5 e I_6 , tal como é mostrado na Fig. 3.4. I_6 encontra-se num ponto intermediário na reta com a mesma inclinação entre os valores I_5 e I_2 , e como seu valor não é importante para os cálculos não é determinado.

Uma das equações importantes para encontrar estes valores, é a equação da corrente média no capacitor grampeador C_{C1} . O valor desta corrente média deve ser nula num período de comutação para qualquer variação de razão cíclica de controle. Desta maneira, a equação é igual a:

$$I_{C_{em}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left[I_5 - \frac{(V_C - V_i)}{L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_4} \left[-I_2 + \frac{\left(V_i - \frac{V_C}{2} \right)}{L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_5} \left[I_3 - \frac{(V_C - V_i)}{L_r} \cdot t \right] dt \right\} = 0 \quad (3.25)$$

Integrando, tem-se:

$$I_5 \cdot \Delta t_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta t_3^2}{2} - I_2 \cdot \Delta t_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta t_4^2}{2} + I_3 \cdot \Delta t_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta t_5^2}{2} = 0 \quad (3.26)$$

A partir do sistema de equações formado pelas equações (3.3), (3.9), (3.12), (3.21) e (3.26) são obtidos os valores esperados.

$$I_1 = \left[\frac{n \cdot I_o \cdot (1-D)}{2 \cdot (2-D)} + \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s}{4 \cdot V_i} + \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)} \right] \quad (3.27)$$

$$I_2 = \left[\frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)} - \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} \cdot (D^2 - 2 \cdot D + 1) + \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s}{4 \cdot V_i} \right] \quad (3.28)$$

$$I_3 = \left[\frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)} - \frac{n \cdot I_o \cdot (1-D)}{2 \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s}{4 \cdot V_i} \right] \quad (3.29)$$

$$I_4 = \left[\frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} \cdot (D^2 - 3 \cdot D + 3) - \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s}{4 \cdot V_i} \right] \quad (3.30)$$

$$I_5 = \left[\frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s}{4 \cdot V_i} + \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)} \right] \quad (3.31)$$

Também são conhecidos os intervalos de tempo que definem os cruzamentos por zero das funções de correntes dos indutores de comutação. Estes intervalos são importantes, pois eles permitem definir os limites de integração para determinar os esforços de corrente. Tais intervalos são indicados a seguir:

$$\Delta t_x = \frac{I_1 \cdot L_r}{V_i} \quad (3.32)$$

$$\Delta t_y = \frac{I_5 \cdot L_r \cdot (2-D)}{D \cdot V_i} \quad (3.33)$$

$$\Delta t_z = \frac{I_2 \cdot L_r \cdot (2-D)}{V_i \cdot (1-D)} \quad (3.34)$$

$$\Delta t_w = \frac{I_3 \cdot L_r \cdot (2-D)}{D \cdot V_i} \quad (3.35)$$

3.3.1. Característica de Grampeamento

A tensão de grampeamento V_{Cc} poder ser obtida a partir da tensão média sobre o interruptor principal S_1 e aplicando lei de Kirchhoff's à malha formada por S_1 , o enrolamento primário superior do transformador, L_{r1} e V_1 . Portanto, a tensão média sobre o interruptor S_1 é igual a:

$$V_{S1md} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\left(1-\frac{D}{2}\right)T_s} V_{Cc} \cdot dt \quad (3.36)$$

Integrando, obtem-se:

$$V_{S1md} = \left(1 - \frac{D}{2}\right) \cdot V_{Cc} \quad (3.37)$$

Como as tensões médias no indutor de comutação L_{r1} e no enrolamento do transformador de alta frequência é nula, a tensão média sobre o interruptor S_1 é igual à tensão da fonte de entrada V_i .

Assim,

$$V_i = \left(1 - \frac{D}{2}\right) \cdot V_{Cc} \quad (3.38)$$

Portanto, a tensão de grampeamento é igual a:

$$V_{Cc} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.39)$$

O gráfico da tensão de grampeamento V_{Cc} , como uma função da razão cíclica D , é mostrada na Fig. 3.29.

3.3.2. Característica de Saída ou Externa

No conversor proposto a redução de razão cíclica ΔD ocorre devido à variação linear da corrente através dos indutores de comutação (L_{r1} e L_{r2}) e as indutâncias de dispersão do transformador. Durante esta condição não há transferência de potência da entrada para a saída. A redução de razão cíclica é refletida na tensão do secundário do transformador (Fig. 3.4).

Usando a forma de onda da tensão no secundário do transformador mostrada na Fig. 3.4, e considerando que o tempo de comutação é muito pequeno comparado ao período de comutação, a tensão média de saída é definida pela Eq. (3.40).

$$V_o = n \cdot \frac{V_{Cc}}{2} \cdot \left(\frac{D}{2} - \frac{\Delta t_1}{T_s}\right) \quad (3.40)$$

onde:

V_o : tensão de saída;

V_{Cc} : tensão de grampeamento;

T_s : período de comutação;

V_{sec} : tensão no secundário do transformador;

n : relação de transformação do transformador (N_s/N_p),

D : razão cíclica,

Δt_1 : intervalo de tempo sem transferência de energia (Sexta Etapa).

A redução da razão cíclica num período de comutação T_s é igual a:

$$\Delta D = \frac{2 \cdot \Delta t_1}{T_s} \quad (3.41)$$

Substituindo a Eq. (3.22) na Eq. (3.41), a redução da razão cíclica é igual a:

$$\Delta D = \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o \cdot (2 - D)}{V_i} \quad (3.42)$$

onde:

f_s : frequência de comutação;

I_o : corrente média de saída.

Substituindo as Eqs. (3.22) e (3.39) na Eq. (3.40), a tensão média de saída é definida pela Eq. (3.43).

$$V_o = n \cdot V_i \cdot \left[\frac{D}{2 \cdot (2 - D)} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o}{2 \cdot V_i} \right] \quad (3.43)$$

O gráfico da tensão de saída V_o como uma função da corrente de saída I_o , conhecida como característica de saída, é mostrada na Fig. 3.30.

A Eq. (3.43) também pode ser expressada de maneira normalizada como é dada pela Eq. (4.45).

$$G_v = \frac{V_o}{n \cdot V_i} \quad (3.44)$$

$$G_v = \left[\frac{D}{2 \cdot (2 - D)} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o}{2 \cdot V_i} \right] \quad (3.45)$$

A Eq. (3.45) pode ser generalizada independentemente dos parâmetros, n , L_r , f_s e V_i , colocando esta equação em função da redução da razão cíclica ΔD . Desta maneira, tem-se:

$$G_v = \left[\frac{(D - \Delta D)}{2 \cdot (2 - D)} \right] \quad (3.46)$$

O gráfico de G_v como uma função da redução da razão cíclica ΔD , tomando a razão cíclica como parâmetro, é mostrado na Fig. 3.5

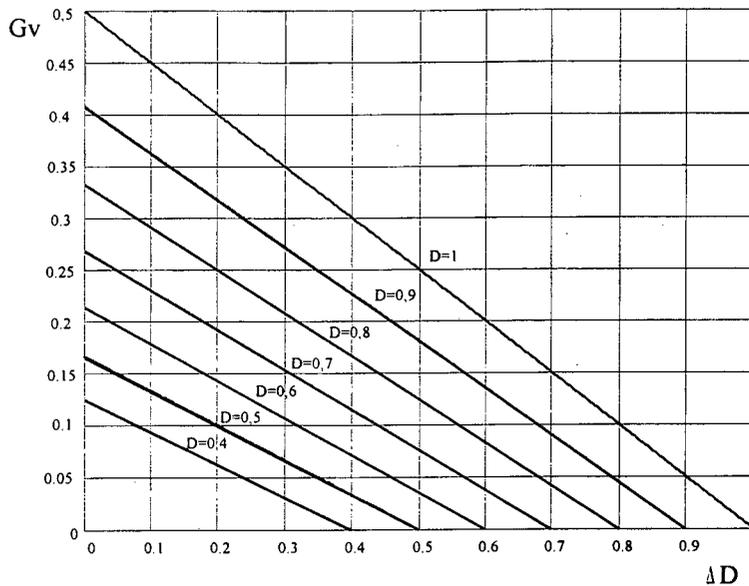


Fig. 3.5. Característica externa geral do conversor.

3.3.3. Relação de Transformação do Transformador

O transformador de alta frequência do conversor consta de dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário para a utilização de um retificador dobrador de corrente [43]. A relação de transformação apresentada neste item é dada entre o secundário e cada primário. A Eq. (3.47) é encontrada a partir da característica externa.

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2 \cdot (2 - D)}{(D - \Delta D)} \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (3.47)$$

A Eq. (3.47) é normalizada da seguinte maneira:

$$\bar{n} = n \cdot \frac{V_i}{V_o} \quad (3.48)$$

$$\bar{n} = \frac{2 \cdot (2 - D)}{(D - \Delta D)} \quad (3.49)$$

O gráfico da relação de transformação normalizada em função da perda de razão cíclica ΔD , tomando a razão cíclica D como parâmetro, é mostrado na Fig. 3.6.

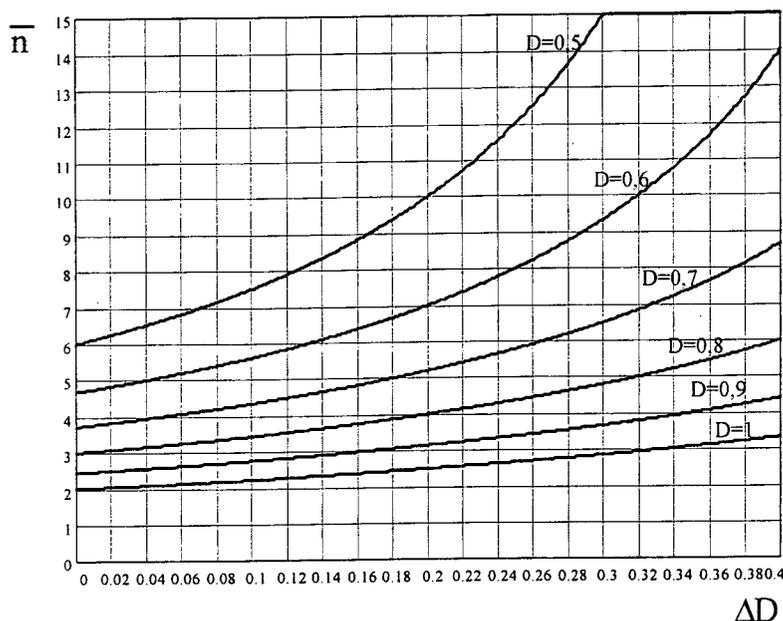


Fig. 3.6. Relação de transformação normalizada em função de ΔD , tomando D como parâmetro.

3.3.4. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor

A. Corrente Média no Diodo D_1

a) A Eq. (3.50) é válida para $I_4 < 0$, que corresponde desde $\Delta D = 0$ até o ponto mínimo das curvas da Fig. 3.7.

$$I_{D11md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\frac{L_r \cdot [I_1 - (-I_4)]}{V_i}} \left(I_1 - \frac{V_i}{L_r} \cdot t \right) dt + \int_0^{\frac{L_r \cdot (2-D) \cdot (-I_4)}{(1-D) \cdot V_i}} \left[(-I_4) - \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (3.50)$$

Substituindo valores, resolvendo e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{D11md}} = \frac{L_r \cdot f_s}{V_i} \cdot I_{D11md} \quad (3.51)$$

$$\overline{I_{D11md}} = \frac{1}{32 \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[(D^4 - 2D^3 + D^2) - \frac{2 \cdot \Delta D^2}{(2-D)^2} \cdot (D^3 - 7D^2 + 14D - 10) - \dots \right. \\ \left. - \frac{4 \cdot \Delta D^3}{(2-D)^2} + \frac{4 \cdot \Delta D}{(2-D)} \cdot (D^2 - D) + \frac{\Delta D^4}{(2-D)^4} \cdot (D^2 - 4D + 4) \right] \quad (3.52)$$

b) A Eq. (3.53) é válida para $I_4 \geq 0$, que corresponde desde o ponto mínimo das curvas até $\Delta D = 0,4$ segundo a Fig. 3.7.

$$I_{D12md} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_x} \left[I_1 - \frac{V_i}{L_r} \cdot t \right] dt \quad (3.53)$$

Substituindo valores, resolvendo e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{D12md}} = \frac{L_r \cdot f_s}{V_i} \cdot I_{D12md} \quad (3.54)$$

$$\overline{I_{D12md}} = \frac{1}{32 \cdot (2-D)^4} \cdot [2 \cdot \Delta D \cdot (1-D) + \Delta D^2 + D \cdot (D^2 - 3D + 2)]^2 \quad (3.55)$$

A corrente média normalizada no diodo D_1 , dada pelas Eqs. (3.52) e (3.55), é apresentada graficamente na Fig. 3.7.

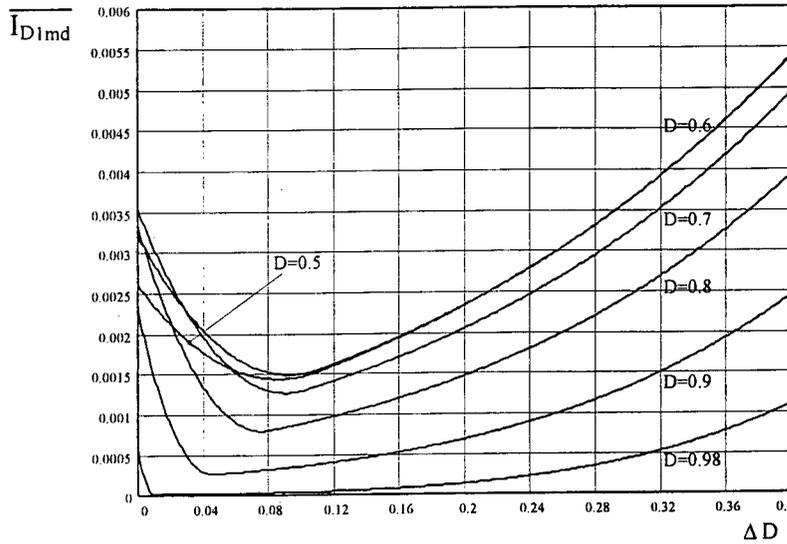


Fig. 3.7. Corrente média normalizada no diodo D_1 .

B. Corrente Média no Interruptor S_1 .

a) A Eq. (3.56) é válida para $I_4 < 0$.

$$I_{S1md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\frac{D \cdot T_s - [I_4 - (-I_4)] \cdot L_r}{V_i} \cdot \frac{(2-D) \cdot L_r \cdot (-I_4)}{(1-D) \cdot V_i}} \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (3.56)$$

Substituindo valores, simplificando e posteriormente normalizando, obtém-se:

$$\overline{I_{S1md}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S1md} \quad (3.57)$$

$$\overline{I_{S1md}} = \frac{1}{32 \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[(D^2 - D) + \frac{\Delta D^2}{(2-D)} - \frac{2 \cdot \Delta D}{(2-D)} \right]^2 \quad (3.58)$$

b) A Eq. (3.59) é válida para $I_4 \geq 0$.

$$I_{S12md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1 - \frac{L_r \cdot I_4}{V_i}} \left(\frac{V_i}{L_r} \cdot t \right) dt + \int_0^{\frac{D \cdot T_s - \Delta t_1}{2}} \left[I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (3.59)$$

Substituindo valores, simplificando e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{S12md}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S12md} \quad (3.60)$$

$$\overline{I_{S12md}} = \frac{1}{32 \cdot (2-D)^3} \cdot \left[(2-D) \cdot (D^4 - 2D^3 + D^2) + \frac{2 \cdot \Delta D^2}{(2-D)} \cdot (D^3 - 5D^2 + 14D - 14) + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{4 \cdot \Delta D^3}{(2-D)^2} \cdot (D^2 - 3D + 2) + 4 \cdot \Delta D \cdot (D^3 - 4D^2 + 5D) + \frac{\Delta D^4}{(2-D)^3} \cdot (D^2 - 4D + 4) \right] \quad (3.61)$$

A corrente média normalizada no interruptor S_1 , dada pelas Eqs. (3.58) e (3.61), é apresentada graficamente na Fig. 3.8.

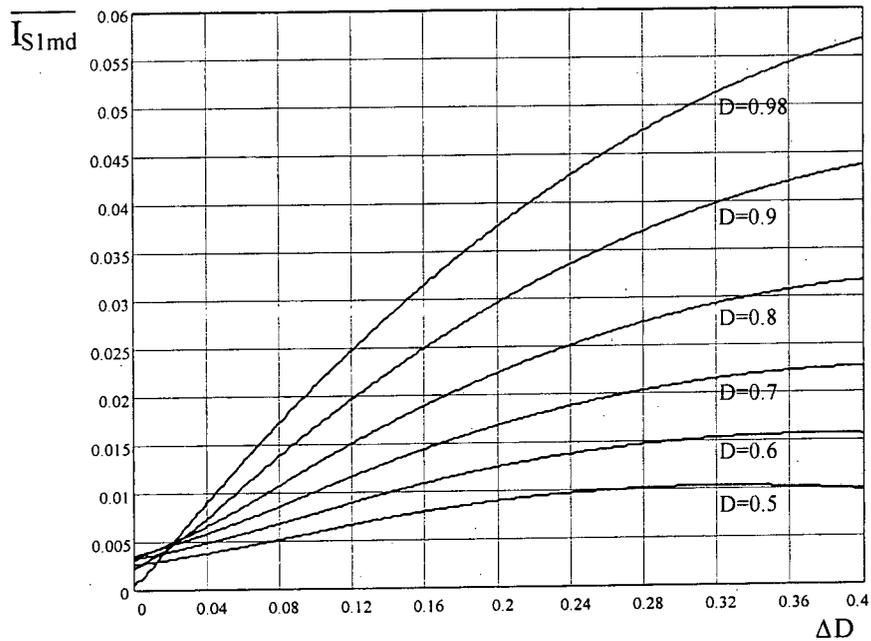


Fig. 3.8. Corrente média normalizada no interruptor S_1 .

C. Corrente Eficaz no Interruptor S_1

a) A Eq. (3.62) é válida para $I_4 < 0$.

$$I_{S1ef} = \left\{ \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2} - [I_1 - (-I_4)] \frac{L_r}{V_i}} \left[\frac{(2-D)L_r(-I_4)}{(1-D)V_i} + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.62)$$

Substituindo valores, simplificando e normalizando, temos:

$$\overline{I_{S1ef}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S1ef} \quad (3.63)$$

$$\overline{I_{S1ef}} = \left\{ \frac{-1}{192 \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[(D^2 - D) + \frac{\Delta D^2}{(2-D)} - \frac{2 \cdot \Delta D}{(2-D)} \right]^3 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.64)$$

b) A Eq. (3.65) é válida para $I_4 \geq 0$.

$$I_{S12ef} = \left\{ \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1 \frac{L_r}{V_i} - I_1} \left(\frac{V_i}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{D \cdot T_S}{2} - \Delta t_1} \left[I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt \right\} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.65)$$

Resolvendo e normalizando a Eq. (3.65), obtém-se:

$$\overline{I_{S12ef}} = \frac{f_S \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S12ef} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{S12ef}} = & \left\{ \frac{-1}{768 \cdot (2-D)^5} \cdot [4 \cdot (2-D)^2 \cdot (D^6 - 5D^5 + 7D^4 - 3D^3) + \dots \right. \\ & \dots + \Delta D^2 \cdot (-60D^5 + 336D^4 - 780D^3 + 936D^2 - 528D) + \dots \\ & \dots + 2 \cdot \Delta D \cdot (2-D) \cdot (-12D^5 + 36D^4 - 36D^3 + 12D^2) + \dots \\ & \dots + \frac{\Delta D^5}{8 \cdot (2-D)^3} \cdot (-192D^3 + 960D^2 - 1536D + 768) + \dots \\ & \dots + \frac{\Delta D^3}{2 \cdot (2-D)} \cdot (-64D^5 + 416D^4 - 1216D^3 + 2144D^2 - 2560D + 1600) + \dots \\ & \dots + \frac{\Delta D^4}{4 \cdot (2-D)^2} \cdot (-144D^4 + 1008D^3 - 3072D^2 + 4608D - 2688) + \dots \\ & \left. \dots + \frac{\Delta D^6}{16 \cdot (2-D)^4} \cdot (-64D^3 + 384D^2 - 768D + 512) \right\} \quad (3.67) \end{aligned}$$

A corrente eficaz normalizada no interruptor S_1 , dada pelas Eqs. (3.64) e (3.67), é apresentada graficamente na Fig. 3.9.

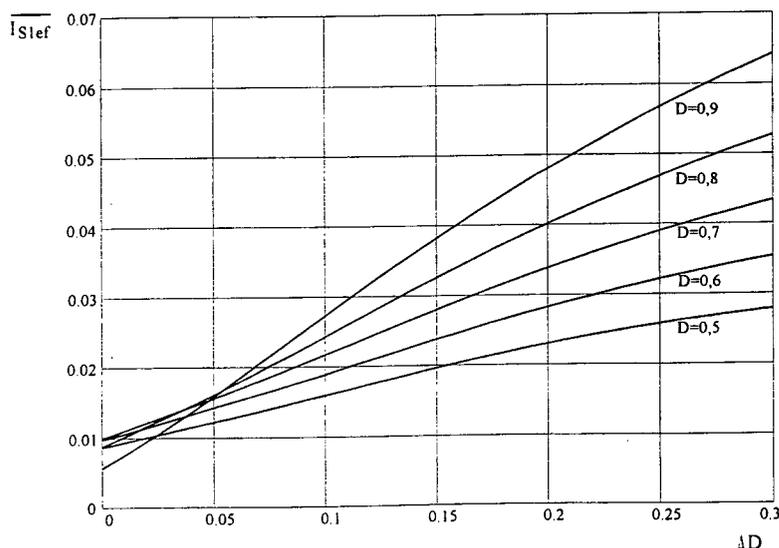


Fig. 3.9. Corrente eficaz normalizada no interruptor S_1 .

D. Corrente Média no Diodo D₃

a) A Eq. (3.68) é válida para I₃ ≥ 0.

$$I_{D31md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_y} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_4 - \Delta t_z} \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \dots \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_w} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \tag{3.68}$$

Substituindo valores, simplificando e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{D31md}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{D31md} \tag{3.69}$$

$$\overline{I_{D31md}} = \frac{1}{32 \cdot D \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[(2-D) \cdot (D^4 - 2D^3 + D^2) - \frac{2 \cdot \Delta D^2}{(2-D)} \cdot (D^3 - 3D^2 + 4D - 2) + \dots \right. \\ \left. + \frac{\Delta D^4}{(2-D)^3} \cdot (D^2 - 4D + 4) \right] \tag{3.70}$$

b) A Eq. (3.71) é válida para I₃ < 0.

$$I_{D32md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_y} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \tag{3.71}$$

Substituindo valores, simplificando e normalizando, temos:

$$\overline{I_{D32md}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{D32md} \tag{3.72}$$

$$\overline{I_{D32md}} = \frac{1}{32 \cdot D \cdot (2-D)^3} \cdot \left[-2 \cdot \Delta D + \Delta D^2 - D \cdot (D^2 - 3D + 2) \right]^2 \tag{3.73}$$

A corrente média normalizada no diodo D₃, dada pelas Eqs. (3.70) e (3.73), é apresentada graficamente na Fig. 3.10.

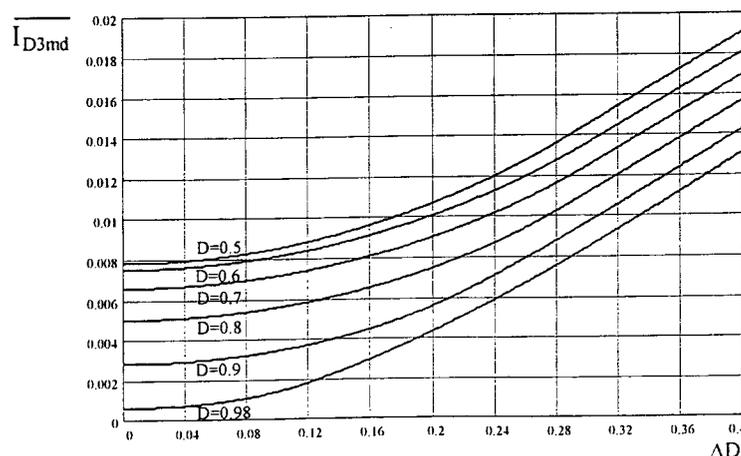


Fig. 3.10. Corrente média normalizada no diodo D₃.

E. Corrente Média no Interruptor S₃

a) A Eq. (3.74) é válida para I₃ ≥ 0.

$$I_{S31md} = \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3 - \Delta t_y} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[I_2 - \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \dots \right. \\ \left. \dots + \int_0^{\Delta t_5 - \Delta t_w} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (3.74)$$

Substituindo valores, resolvendo e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{S31md}} = \frac{f_S \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S31md} \quad (3.75)$$

$$\overline{I_{D31md}} = \frac{1}{32 \cdot D \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[(2-D) \cdot (D^4 - 2D^3 + D^2) - \frac{2 \cdot \Delta D^2}{(2-D)} \cdot (D^3 - 3D^2 + 4D - 2) + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{\Delta D^4}{(2-D)^3} \cdot (D^2 - 4D + 4) \right] \quad (3.76)$$

b) A Eq. (3.77) é válida para I₃ < 0.

$$I_{S32md} = \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3 - \Delta t_y} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_4} \left[I_2 - \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \dots \right. \\ \left. \dots + \int_0^{\Delta t_5} \left[[-I_3] + \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (3.77)$$

Integrando e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{D32md}} = \frac{1}{32 \cdot D \cdot (2-D)^3} \cdot \left[-2 \cdot \Delta D + \Delta D^2 - D \cdot (D^2 - 3D + 2) \right]^2 \quad (3.78)$$

A corrente média normalizada no interruptor S₃, dada pelas Eqs. (3.76) e (3.78), é apresentada graficamente na Fig. 3.11.

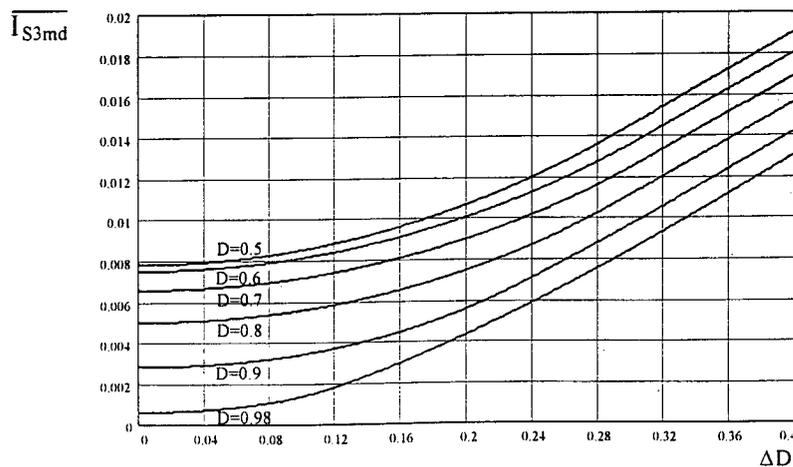


Fig. 3.11. Corrente média normalizada no interruptor S₃.

F. Corrente Eficaz no Interruptor S_3

a) A Eq. (3.79) é válida para $I_3 \geq 0$.

$$I_{S31ef} = \left\{ \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3 - \Delta t_y} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_z} \left[I_2 - \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \int_0^{\Delta t_5 - \Delta t_w} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt \right\} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.79)$$

Integrando e normalizando, obtém-se:

$$\overline{I_{S31ef}} = \frac{f_S \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{S31ef} \quad (3.80)$$

$$\overline{I_{S31ef}} = \left\{ \frac{1}{192 \cdot D \cdot (1-D) \cdot (2-D)} \cdot \left[-(2-D)^2 \cdot (D^6 - 3D^5 + 3D^4 - D^3) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + 3 \cdot \Delta D^2 \cdot (3D^5 - 12D^4 + 19D^3 - 14D^2 + 4D) + \frac{8 \cdot \Delta D^3}{(2-D)} \cdot (D^5 - 4D^4 + 6D^3 - 4D^2 + D) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \frac{3 \cdot \Delta D^4}{(2-D)^2} \cdot (3D^4 - 15D^3 + 28D^2 - 24D + 8) - \frac{\Delta D^6}{(2-D)^4} \cdot (D^3 - 6D^2 + 12D - 8) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.81)$$

b) A Eq. (3.82) é válida para $I_3 < 0$.

$$I_{S32ef} = \left\{ \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3 - \Delta t_y} \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left[I_2 - \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \int_0^{\Delta t_5} \left[[-I_3] + \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt \right\} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.82)$$

Integrando e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{S32ef}} = \left\{ \frac{-1}{768 \cdot D \cdot (2-D)^4} \cdot \left[4 \cdot (2-D)^2 \cdot (D^6 - 5D^5 + 7D^4 - 3D^3) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \Delta D^2 \cdot (-36D^5 + 192D^4 - 420D^3 + 408D^2 - 144D) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \frac{\Delta D^3}{2 \cdot (2-D)} \cdot (-64D^5 + 320D^4 - 672D^3 + 800D^2 - 448D + 64) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \frac{\Delta D^6}{16 \cdot (2-D)^4} \cdot (64D^3 - 384D^2 + 768D - 512) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \frac{\Delta D^4}{4 \cdot (2-D)^2} \cdot (-144D^4 + 816D^3 - 1536D^2 + 1152D - 384) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\dots + \frac{\Delta D^5}{8 \cdot (2-D)^3} \cdot (192D^2 - 768D + 768) + 2 \cdot \Delta D \cdot (2-D) \cdot (12D^4 - 24D^3 + 12D^2) \Bigg\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.83)$$

A corrente eficaz normalizada no interruptor S_1 , dada pelas Eqs. (3.81) e (3.83), é apresentada graficamente na Fig. 3.12.

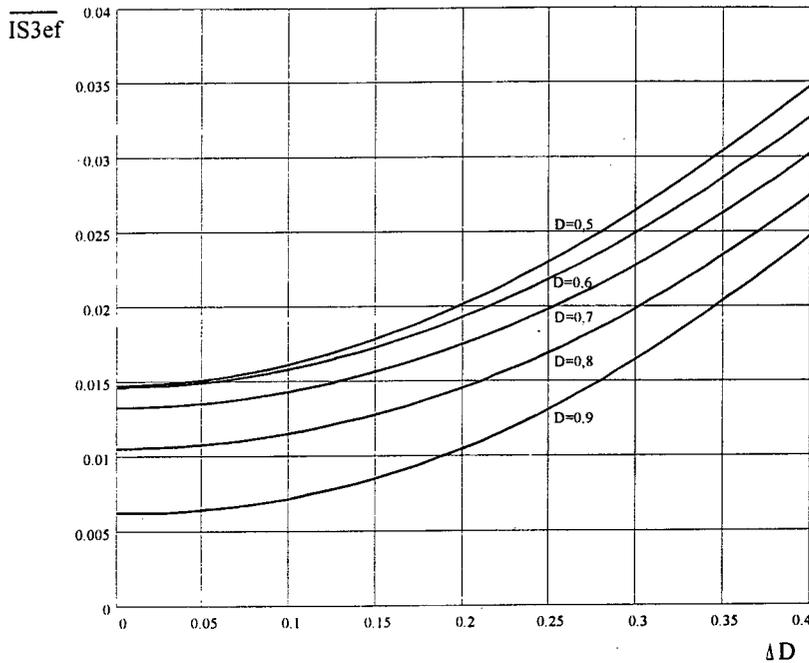


Fig. 3.12. Corrente eficaz normalizada no interruptor S_3 .

G. Corrente Eficaz no Capacitor de Grampeamento

A corrente eficaz que circula pelo capacitor C_c é definida pela Eq. (3.84).

$$I_{C_{cef}} = \left\{ \frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_0^{\Delta_3} \left[I_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_T} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta_4} \left[-I_2 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_T} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta_5} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_T} \cdot t \right]^2 dt \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.84)$$

Integrando e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{C_{cef}}} = \frac{L_r \cdot f_S}{V_i} \cdot I_{C_{cef}} \quad (3.85)$$

$$\overline{I_{C_{cef}}} = \left\{ \frac{1}{96 \cdot (2-D)} \cdot \left[(D^4 - 2D^3 + D^2) - \frac{6 \cdot \Delta D^2}{(2-D)^2} \cdot (D^3 - 3D^2 + 4D - 2) - \dots \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{4 \cdot \Delta D^3}{(2-D)^3} \cdot (D^3 - 3D^2 + 3D - 2) - \frac{3 \cdot \Delta D^4}{(2-D)^4} \cdot (D^2 - 4D + 4) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.86)$$

A corrente eficaz normalizada no capacitor grampeador C_c , dada pela Eq. (3.86), é apresentada graficamente na Fig. 3.13.

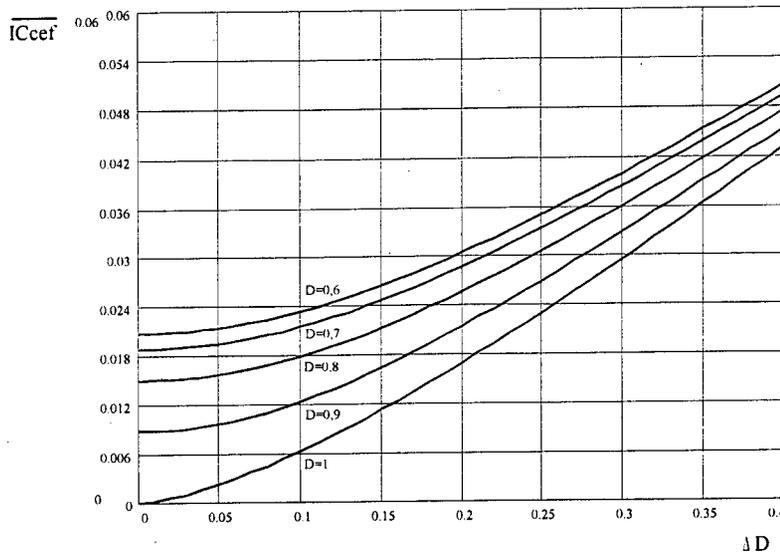


Fig. 3.13. Corrente eficaz normalizada no capacitor grampeador C_C

H. Corrente Eficaz e de Pico no Indutor de Comutação L_{r1}

Os indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} no conversor proposto são iguais. Portanto, é suficiente determinar a corrente eficaz e de pico para um indutor.

a) Corrente Eficaz

A corrente eficaz através do indutor ressonante L_{r1} é igual à corrente eficaz que circula pela fonte de alimentação, e é definida pela Eq. (3.87).

$$I_{L_{r1}ef} = \left\{ \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left[-I_1 + \frac{V_i}{L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[I_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left[-I_2 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right]^2 dt \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.87)$$

Integrando e normalizando, obtém-se:

$$\overline{I_{L_{r1}ef}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{L_{r1}ef} \quad (3.88)$$

$$\overline{I_{L_{r1}ef}} = \left[\frac{1}{48 \cdot (2-D)^2} \cdot \left[(D^4 - 2D^3 + D^2) + \frac{2 \cdot \Delta D^3}{(2-D)^3} \cdot (D^3 - 3D^2 + 6D - 8) + \frac{3 \cdot \Delta D^4}{(2-D)^4} \cdot (D^2 - 4D + 4) + \frac{6 \cdot \Delta D^2}{(2-D)^2} \cdot (D^2 - 2D + 2) \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.89)$$

A corrente eficaz normalizada através dos indutores de comutação, dada pela Eq. (3.89), é apresentada graficamente na Fig. 3.14.

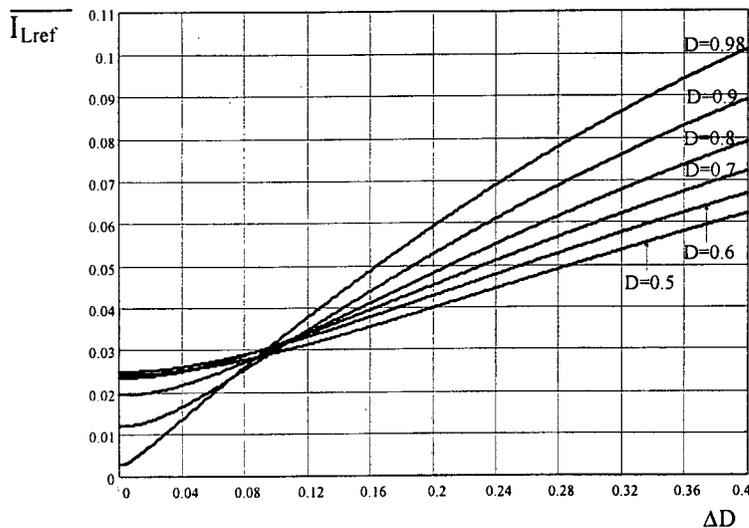


Fig. 3.14. Corrente eficaz normalizada no indutor de comutação L_{r1} .

b) Corrente de Pico

A corrente de pico através dos indutores de comutação é igual a I_5 (ver Fig. 3.4).

$$I_{Lr1pico} = I_5 \tag{3.90}$$

Normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{Lr1pico}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{Lr1pico} \tag{3.91}$$

$$\overline{I_{Lr1pico}} = \left[\frac{\Delta D}{2 \cdot (2 - D)^2} - \frac{\Delta D^2}{4 \cdot (2 - D)^2} + \frac{D \cdot (1 - D)}{4 \cdot (2 - D)} \right] \tag{3.92}$$

A corrente de pico normalizada através dos indutores de comutação, dada pela Eq. (3.92), é apresentada graficamente na Fig. 3.15.

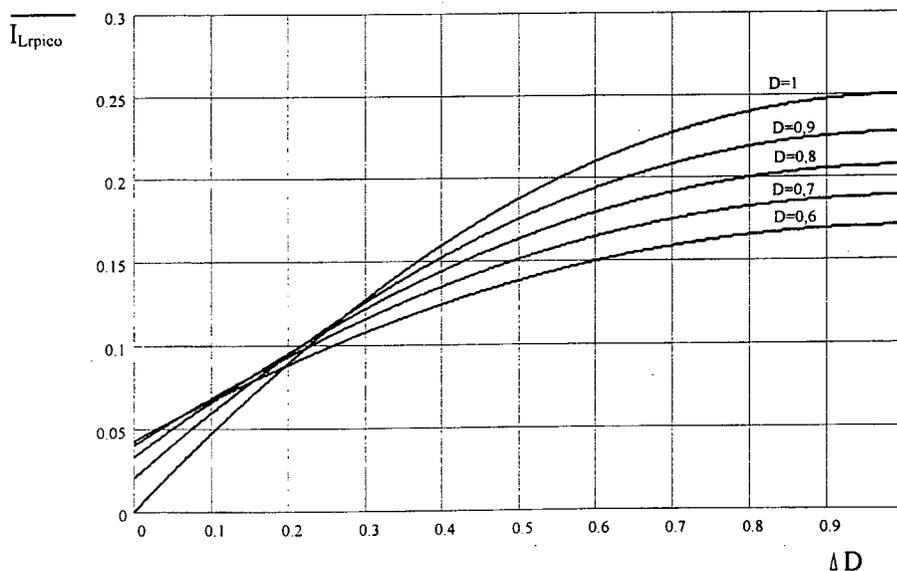


Fig. 3.15. Corrente de pico normalizado no indutor de comutação L_{r1} .

I. Corrente Média nos Diodos Retificadores de Saída

Para simplificar os cálculos, as ondulações de corrente através dos indutores do filtro de saída são consideradas nulas. Portanto, a corrente média através dos diodos retificadores é definida pela Eq. (3.93).

$$I_{D_{\text{rmd}}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{(D-\Delta D)T_s}{2}} I_o \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\frac{(1-D+\Delta D)T_s}{2}} \frac{I_o}{2} \cdot dt \right] \quad (3.93)$$

Integrando e simplificando, obtém-se:

$$I_{D_{\text{rmd}}} = \frac{I_o}{2} \quad (3.94)$$

J. Corrente Eficaz no Secundário do Transformador

A corrente eficaz no secundário do transformador para o retificador dobrador de corrente, é definida pela Eq. (3.95).

$$I_{\text{Sec}_{\text{ef}}} = \left\{ \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} \left(-\frac{I_o}{2} \right)^2 \cdot dt \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.95)$$

Integrando e simplificando, tem-se:

$$I_{\text{Sec}_{\text{ef}}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D} \quad (3.96)$$

K. Corrente Eficaz e de Pico no Indutor do Filtro de Saída (L_{o1})

a) Corrente Eficaz

Para simplificar e determinar a corrente eficaz através de cada indutor, a ondulação de corrente é desprezada. Desta maneira, a corrente eficaz é definida pela Eq. (3.97).

$$I_{L_{o1\text{ef}}} \cong \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.97)$$

Integrando e simplificando, tem-se:

$$I_{L_{o1\text{ef}}} \cong \frac{I_o}{2} \quad (3.98)$$

b) Corrente de Pico

Para os fins de projeto, a máxima ondulação (pico-pico) de corrente no indutor é assumida igual a 20% da corrente média de saída para o retificador dobrador de corrente, e igual a 10% da corrente média de saída para o retificador com tape central e retificador em ponte completa. A percentagem indicada em valores absolutos pode ser expressada como $X=0,2$ para o retificador dobrador de corrente, e como $X=0,1$ para os outros retificadores.

O valor de pico da corrente através do indutor L_{o1} é definida pela Eq. (3.99).

$$I_{L_{o1}pico} = \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{2} \quad (3.99)$$

A ondulação de corrente pode ser expressa como:

$$\Delta I_{L_{o1}} = X \cdot I_o \quad (3.100)$$

Substituindo a Eq. (3.100) na Eq. (3.99), obtém-se:

$$I_{L_{o1}pico} = \frac{I_o}{2} \cdot (1 + X) \quad (3.101)$$

L. Corrente Eficaz no Capacitor do Filtro de Saída

A ondulação de corrente que circula pelo capacitor do filtro de saída é a metade da ondulação de corrente através dos indutores do filtro de saída e a frequência da mesma é o dobro da frequência de comutação. A corrente eficaz que circula pelo capacitor do filtro de saída é definida pela Eq. (3.102).

$$I_{C_{oef}} = \left\{ \frac{2}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} \left(-\frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4} + \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{D \cdot T_s} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\frac{(1-D) \cdot T_s}{2}} \left[\frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4} - \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t \right]^2 dt \right\} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.102)$$

Integrando e simplificando, obtém-se:

$$I_{C_{oef}} = \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4 \cdot \sqrt{3}} \quad (3.103)$$

$$I_{C_{oef}} = \frac{X \cdot I_o}{4 \cdot \sqrt{3}} \quad (3.104)$$

3.3.5. Ondulação de Corrente nos Indutores do Filtro de Saída

Para simplificar os cálculos a redução da razão cíclica é considerada nula. Assim a razão cíclica efetiva D_{ef} é igual à razão cíclica de controle D .

A ondulação de corrente normalizada através de cada indutor é definida pela Eq. (3.105).

$$\overline{\Delta I_{L_{ol}}} = \frac{(1-D) \cdot D}{(2-D)} \quad (3.105)$$

A ondulação de corrente normalizada também é igual a:

$$\overline{\Delta I_{L_{ol}}} = \frac{L_{ol} \cdot \Delta I_{L_{ol}} \cdot f_s}{n \cdot V_i} \quad (3.106)$$

A ondulação de corrente como uma função da razão cíclica, dada pela Eq. (3.105), é mostrada graficamente na Fig. 3.16.

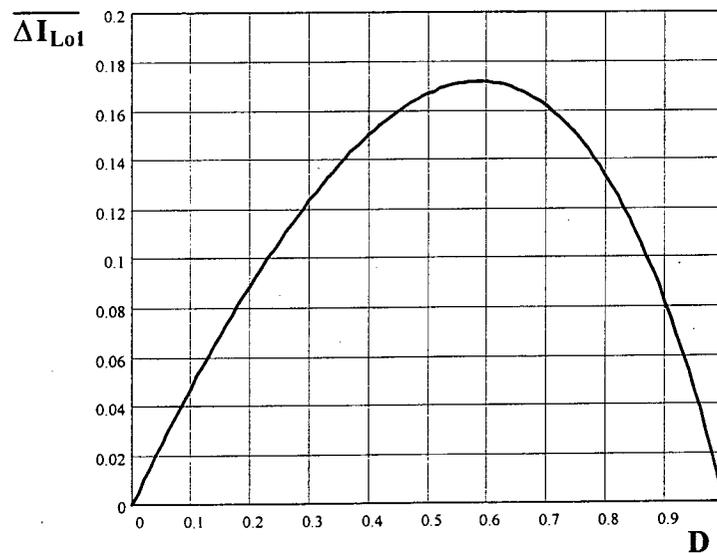


Fig. 3.16. Ondulação de corrente normalizada nos indutores do filtro de saída, como uma função da razão cíclica

3.3.6. Máximos Esforços de Tensão nos Componentes do Conversor

O máximo esforço de tensão sobre os componentes ocorre para o caso da razão cíclica máxima escolhida no projeto.

A seguir são dadas as expressões para determinar os esforços de tensão em cada componente.

a) Máxima Tensão sobre os Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4

$$V_{S_1, S_2, S_3, S_4} = V_{C_c} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.107)$$

b) Máxima Tensão sobre os Diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4

$$V_{D_1, D_2, D_3, D_4} = V_{C_c} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.108)$$

c) Máxima Tensão sobre os Diodos Retificadores de Saída D_{r1} e D_{r2}

A expressão é válida para o retificador dobrador de corrente apresentado na Fig. 3.1. A Eq. (3.109) não prevê as sobretensões devido ao fenômeno de recuperação do diodo e a presença de indutâncias de dispersão.

$$V_{Dr1,Dr2} = \frac{n \cdot V_{Cc}}{2} = n \cdot \frac{1}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.109)$$

d) Máxima Tensão sobre os Capacitores Grampeadores C_{C1} e C_{C2}

$$V_{Cc1,Cc2} = V_{Cc} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.110)$$

e) Máxima Tensão sobre os Capacitores de Comutação C_{r1} e C_{r2}

$$V_{Cr1,Cr2} = V_{Cc} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.111)$$

f) Máxima Tensão nos Primários do Transformador

$$V_{Pri1,Pri2} = \frac{V_{Cc}}{2} = \frac{1}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.112)$$

g) Máxima Tensão nos Secundários do Transformador

$$V_{Sec} = n \cdot \frac{V_{Cc}}{2} = n \cdot \frac{1}{(2-D)} \cdot V_i \quad (3.113)$$

3.4. Análise da Comutação

Uma análise da comutação, tanto na entrada em condução como no bloqueio de cada interruptor, tem uma fundamental importância para se garantir a comutação sob tensão nula (ZVS) e também para evitar o curto-circuito dos capacitores grampeadores de tensão. Neste sentido, os interruptores principais e auxiliares devem apresentar um tempo morto de seus comandos complementares. Este ajuste deve ser feito para uma situação na qual a comutação torna-se crítica.

No caso do conversor da Fig. 3.1, as comutações dos interruptores tornam-se críticas para a mínima carga. Como este conversor opera com comutação suave dos interruptores de vazio até plena carga, as comutações tornam-se críticas à vazio, $I_o=0$. Portanto, toda a análise apresentada para determinar os gráficos é dada para essa situação.

3.4.1. Na Entrada em Condução

Para realizar a análise da comutação na entrada em condução é tomada a **Quinta Etapa** que corresponde à comutação do interruptor principal S_2 . Uma situação similar ocorre com o interruptor principal S_1 no semiperíodo seguinte.

Esta comutação ocorre de maneira ressonante entre o capacitor C_{r2} e o indutor L_{r2} .

A corrente no indutor de comutação L_{r2} , nesta etapa, é igual a:

$$i_{Lr2}(t) = -I_1 \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.114)$$

onde:

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{C_r \cdot L_r}} : \text{frequência angular de ressonância}, \quad (3.115)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} : \text{impedância característica}. \quad (3.116)$$

A tensão sobre o capacitor de comutação C_{r2} é:

$$V_{Cr2}(t) = V_i + \frac{D \cdot V_i}{(2-D)} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - I_1 \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.117)$$

Ao finalizar a etapa a tensão sobre o capacitor C_{r2} é $V_{cr2}(t_{\text{cond}})=0$. Portanto, substituindo na Eq. (3.117), tem-se:

$$V_i + \frac{D \cdot V_i}{(2-D)} \cdot \cos(\omega_o \cdot t_{\text{cond}}) - I_1 \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t_{\text{cond}}) = 0 \quad (3.118)$$

Arranjando $(\omega_o t_{\text{cond}})$ da Eq. (3.118), tem-se:

$$\omega_o \cdot t_{\text{cond}} = \text{tg}^{-1} \left[\frac{-I_1 \cdot Z_o \cdot (2-D)}{D \cdot V_i} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-V_i}{\sqrt{(I_1 \cdot Z_o)^2 + \left[\frac{D \cdot V_i}{(2-D)} \right]^2}} \right] \quad (3.119)$$

Substituindo I_1 dada pela Eq. (3.27), simplificando e normalizando a frequência, tem-se:

$$\bar{f} = \frac{f_s}{f_o} \quad (3.120)$$

$$\theta_{\text{cond}} = \omega_o \cdot t_{\text{cond}} \quad (3.121)$$

onde:

\bar{f} : frequência normalizada,

t_{cond} : tempo de descarga do capacitor de comutação ($C_r=C_{r2}$),

f_0 : frequência de ressonância,

f_s : frequência de comutação,

θ_{cond} : ângulo na frequência de ressonância.

$$\theta_{\text{cond}} = \text{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi \cdot (1-D)}{2 \cdot \bar{f}} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-2 \cdot \bar{f} \cdot (2-D)}{D \cdot \sqrt{[\pi \cdot (1-D)]^2 + 4 \cdot \bar{f}^2}} \right] \quad (3.122)$$

Usando as Eqs. (3.122), (3.120), (3.121) e (3.115), o intervalo de tempo de descarga normalizado é definida pela Eq. (3.123).

$$\overline{t_{\text{cond}}} = \frac{\bar{f}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi \cdot (1-D)}{2 \cdot \bar{f}} \right] + \frac{\bar{f}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos^{-1} \left[\frac{-2 \cdot \bar{f} \cdot (2-D)}{D \cdot \sqrt{[\pi \cdot (1-D)]^2 + 4 \cdot \bar{f}^2}} \right] \quad (3.123)$$

$$\overline{t_{\text{cond}}} = \frac{t_{\text{cond}}}{T_s} \quad (3.124)$$

O intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{\text{cond}}}$, como uma função de \bar{f} , durante a entrada em condução é mostrado na Fig. 3.17.

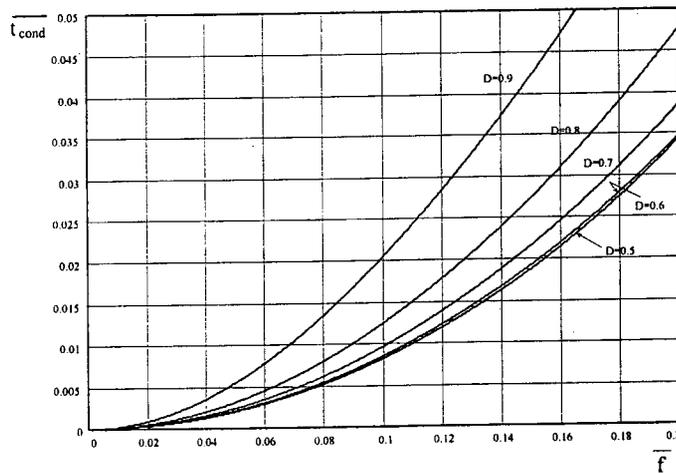


Fig. 3.17. Intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{\text{cond}}}$, como uma função de \bar{f} , durante a entrada em condução.

3.4.2. No Bloqueio

Neste caso é analisada a comutação do interruptor S_1 correspondente à Segunda e Terceira Etapa. Durante esta comutação o capacitor de comutação C_{r1} é carregado.

Inicialmente o capacitor C_{r1} (**Segunda Etapa**) é carregado linearmente com uma corrente aproximadamente constante de valor I_5 dado pela Eq. (3.31). A variação linear da tensão sobre C_{r1} é definida pela Eq. (3.125).

$$V_{Cr1}(t) = \frac{I_5}{C_{r1}} \cdot t \quad (3.125)$$

A etapa acaba quando a tensão sobre o capacitor atinge o valor de V_i . Portanto,

$$V_i = \frac{I_5}{C_{r1}} \cdot \Delta t' \quad (3.126)$$

Arranjando $\Delta t'$ da Eq. (3.124), tem-se:

$$\Delta t' = \frac{C_{r1} \cdot V_i}{I_5} \quad (3.127)$$

Posteriormente, na **Terceira Etapa** o processo de carga do capacitor C_{r1} continua, porém desta vez de uma maneira ressonante, pois o transformador comporta-se como um curto-circuito. As equações fundamentais desta etapa são:

$$i_{Lr1}(t) = I_5 \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (3.128)$$

$$V_{Cr1}(t) = V_i + I_5 \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.129)$$

A etapa finaliza quando a tensão sobre o capacitor alcança o valor da tensão de grameamento V_{Cc} . Assim,

$$V_{Cc} = V_i + I_5 \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t'') \quad (3.130)$$

$$\Delta t'' = \frac{1}{\omega_o} \cdot \text{sen}^{-1} \left[\frac{D \cdot V_i}{I_5 \cdot Z_o \cdot (2 - D)} \right] \quad (3.131)$$

O tempo necessário para carregar o capacitor C_{r1} é:

$$t_{blo} \geq \Delta t' + \Delta t'' \quad (3.132)$$

Substituindo as Eqs. (3.127) e (3.131) em (3.132), tem-se:

$$t_{blo} \geq \frac{C_{r1} \cdot V_i}{I_5} + \frac{1}{\omega_o} \cdot \text{sen}^{-1} \left[\frac{D \cdot V_i}{I_5 \cdot Z_o \cdot (2 - D)} \right] \quad (3.133)$$

Substituindo I_5 dada pela Eq. (3.31), simplificando e normalizando a frequência, tem-se:

$$\theta_{blo} = \omega_o \cdot t_{blo} \quad (3.134)$$

$$\theta_{blo} = \frac{2 \cdot (2 - D) \cdot \bar{f}}{\pi \cdot D \cdot (1 - D)} + \text{sen}^{-1} \left[\frac{2 \cdot \bar{f}}{\pi \cdot (1 - D)} \right] \quad (3.135)$$

Utilizando as Eqs. (3.120), (3.115), (3.134) e (3.135), o intervalo de tempo de carga normalizado é definido pela Eq. (3.136).

$$\overline{t_{\text{blo}}} = \frac{\bar{f} \cdot (2 - D) \cdot \bar{f}}{\pi^2 \cdot D \cdot (1 - D)} + \frac{\bar{f}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{sen}^{-1} \left[\frac{2 \cdot \bar{f}}{\pi \cdot (1 - D)} \right] \quad (3.136)$$

$$\overline{t_{\text{blo}}} = \frac{t_{\text{blo}}}{T_s} \quad (3.137)$$

O intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{\text{blo}}}$, como uma função de \bar{f} , durante a comutação de bloqueio é mostrada na Fig. 3.18.

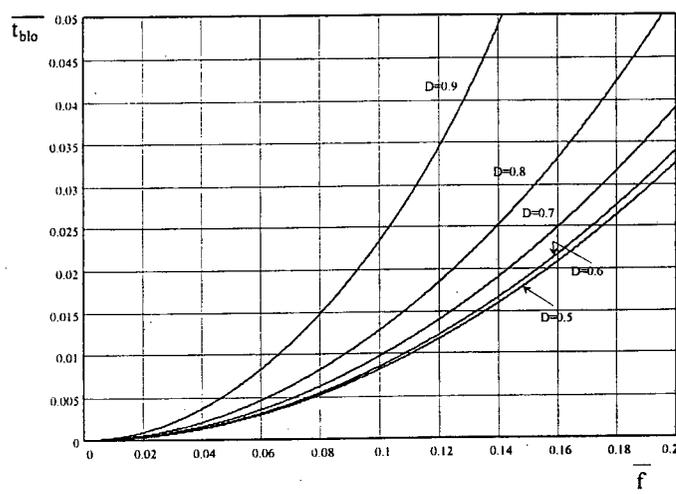


Fig. 3.18. Intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{\text{blo}}}$, como uma função de \bar{f} , durante a comutação de bloqueio.

3.5. Procedimento e Exemplo de Projeto

Neste item são apresentados procedimento e exemplo de projeto para dimensionar os componentes do conversor proposto na Fig. 3.1.

Os projetos dos componentes magnéticos do conversor estão feitos segundo [47, 45, 46].

A. Especificações do Conversor

As especificações do conversor são:

$V_1 = V_2 = V_i = 200 \text{ V}$ tensão de entrada

$P_o = 3000 \text{ W}$ potência de saída

$V_o = 60 \text{ V}$ tensão de saída

$I_o = 50 \text{ A}$ corrente de saída

Para realizar o projeto são adotados arbitrariamente os seguintes parâmetros:

$f_s = 100\text{kHz}$ frequência de comutação,

$D_{\max} = 0,8$ máxima razão cíclica

$\Delta D_{\max} = 0,2$ máxima redução da razão cíclica

$\Delta I_{L_{o1}} = \Delta I_{L_{o2}} = 10\text{A}$ máxima ondulação de corrente nos indutores L_{o1} e L_{o2} (a ondulação corresponde a 20% de I_o).

O capacitor do filtro de saída deve ser dimensionado pela resistência série R_{se} .

Utilizando o retificador dobrador de corrente mostrado na Fig. 3.1, a ondulação através de cada indutor é o dobro em relação a ondulação do indutor utilizando um retificador com tape central ou em ponte completa.

B. Determinação de Parâmetros de Projeto

Os parâmetros mais importantes de projeto são:

• Tensão de Grampeamento V_{Cc}

A tensão de grampeamento é obtida através da Eq. (3.39).

$$V_{Cc} = \frac{2}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34\text{V}$$

• Relação de Transformação do Transformador

É encontrada através da Eq. (3.47).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2 \cdot (2 - D_{\max})}{(D_{\max} - \Delta D_{\max})} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot (2 - 0,8)}{(0,8 - 0,2)} \cdot \frac{60}{200} = 1,2$$

• Razão Cíclica Mínima

Na característica externa geral do conversor mostrado na Fig. 3.12, o ganho de tensão correspondente a $\Delta D_{\max}=0,2$ e $D_{\max}=0,8$ é $G_v=0,25$. Mantendo este ganho constante em toda a variação da corrente de carga, a curva que passa por $\Delta D_{\min}=0$ é a razão cíclica mínima buscada $D_{\min}=0,65$.

C. Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência

O transformador de alta frequência do conversor apresenta dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário. Este transformador é projetado para a utilização de um retificador dobrador de corrente mostrado na Fig. 3.1 [43].

• Esforços de Corrente e Tensão

No transformador, os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem quando opera em plena carga, $\Delta D_{\max}=0,2$ e $D_{\max}=0,8$.

A corrente eficaz no primário é igual à corrente eficaz no indutor de comutação. Portanto, a partir do gráfico da Fig. 3.14, a corrente eficaz normalizada em cada primário é igual a:

$$\overline{I_{\text{pri1}}} = \overline{I_{\text{ief}}} = 0,048$$

Utilizando a Eq. (3.88) o valor da corrente é:

$$I_{\text{pri1}} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{\text{pri1}}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,048 = 17,28 \text{ A}$$

A corrente eficaz no secundário do transformador é encontrada através da Eq. (3.96).

$$I_{\text{sec ef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D_{\max}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{0,8} = 22,36 \text{ A}$$

As máximas tensões de pico sobre os enrolamentos primários e secundário, são determinadas através das Eqs. (3.110) e (3.111).

Substituindo os valores, tem-se:

$$V_{\text{pri1, pri2}} = \frac{1}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{1}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 166,67 \text{ V}$$

$$V_{\text{sec}} = n \cdot \frac{1}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = 1,2 \cdot \frac{1}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 200,0 \text{ V}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é encontrado com a Eq. (3.138).

$$A_p = \frac{1,1 \cdot P_o}{2 \cdot K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad [\text{cm}^4] \quad (3.138)$$

onde:

$A_p = A_e \cdot A_w$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_t = 1$ fator que depende do tipo de topologia;

$K_u = 0,3$ fator de utilização da janela do núcleo (para três ou mais enrolamentos);

$K_p = 0,41$ fator de área do primário;

$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$ máxima densidade de corrente;

$\Delta B_{\max} = 0,08 \text{ T}$ máxima excursão de densidade de fluxo magnético;

Com tais valores o produto de áreas calculado resulta:

$$A_p = 41,92 \text{ cm}^4$$

O produto calculado e a elevação de temperatura são garantidos através da associação de dois núcleos EE-76 [47]. As dimensões geométricas do núcleo escolhido são:

$$A_e = 12,90 \text{ cm}^2 : \text{área do núcleo}$$

$$A_p = 124,87 \text{ cm}^4 : \text{produto de áreas}$$

$$A_w = 9,68 \text{ cm}^2 : \text{área da janela}$$

$$V_n = 280,90 \text{ cm}^3 : \text{volume do núcleo}$$

$$l_e = 21,77 \text{ cm} : \text{comprimento magnético do núcleo}$$

Número de Espiras de cada Primário

O número mínimo de espiras do primário é calculado com a Eq. (3.139).

$$N_{\text{pri}} \geq \frac{V_i}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (3.139)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$N_{\text{pri}} \geq 10 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{\text{pri}} = 10 \text{ espiras}$$

Número de Espiras do Secundário

O número de espiras do secundário é determinado a partir da relação de transformação $n = N_{\text{sec}}/N_{\text{pri}}$.

$$N_{\text{sec}} = n \cdot N_{\text{pri}} = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ espiras}$$

Condutores dos Primários e do Secundário

A área da seção de cada condutor é calculada substituindo valores nas seguintes equações:

$$S_{\text{pri}} = \frac{I_{\text{pri ef}}}{J_{\text{max}}} \quad (3.140)$$

$$S_{\text{pri}} = \frac{17,28}{400} = 0,0432 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{sec}} = \frac{I_{\text{sec ef}}}{J_{\text{max}}} \quad (3.141)$$

$$S_{\text{sec}} = \frac{22,36}{400} = 0,0559 \text{ cm}^2$$

Para minimizar as perdas por efeito pelicular ou efeito *skin*, o diâmetro do condutor a ser utilizado deve ser menor ou igual a duas vezes à profundidade de penetração Δ . A profundidade de penetração é definida pela Eq. (3.142).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \text{ [cm]} \quad (3.142)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$\Delta = 0,02372 \text{ cm}$$

Portanto,

$$D_{\text{fio}} \leq 2\Delta \quad (3.143)$$

$$D_{\text{fio}} \leq 0,04743 \text{ cm}$$

Ao diâmetro calculado corresponde ao fio de cobre cujo diâmetro comercial é 0,040 cm e seção 0,001287 cm² (26AWG).

O número de fios em paralelo dos primários e do secundário devem ser:

$$n_{\text{pri}} = 34 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

$$n_{\text{sec}} = 44 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

D. Dimensionamento dos Indutores de Comutação L_{r1} , L_{r2}

• Esforços de Corrente e Tensão

Nos indutores de comutação os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga quando $\Delta D_{\max}=0,2$ e $D_{\max}=0,8$. No conversor, ambos os indutores suportam os mesmos esforços de corrente e tensão.

A corrente eficaz normalizada em cada indutor é obtida a partir do gráfico da Fig. 3.14.

$$\overline{I_{L_{\text{ref}}}} = 0,048$$

Utilizando a Eq. (3.88) o valor da corrente resulta:

$$I_{L_{\text{ref}}} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{L_{\text{ref}}}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,048 = 17,28 \text{ A}$$

A corrente de pico normalizada que circula através de cada indutor é obtida a partir do gráfico da Fig. 3.15.

$$\overline{I_{L_{\text{pico}}}} = 0,096$$

Utilizando a Eq. (3.91) o valor da corrente é:

$$I_{L_{\text{pico}}} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{L_{\text{pico}}}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,096 = 34,56 \text{ A}$$

A máxima tensão de pico sobre cada indutor de comutação é igual à tensão de entrada $V_1=V_2=V_i$. Portanto,

$$V_{L_{\text{pico}}} = V_i = 200 \text{ V}$$

• Cálculo da Indutância

A indutância do indutor de comutação é determinada a partir da redução de razão cíclica dada pela Eq. (3.42). Substituindo valores, tem-se:

$$L_r = \frac{V_i \cdot \Delta D_{\max}}{f_s \cdot n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})} = \frac{200 \cdot 0,2}{1 \cdot 10^5 \cdot 1,2 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)} = 5,556 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

O valor efetivo da indutância do indutor de comutação é o resultado da diferença entre o valor da indutância calculada L_r e a indutância de dispersão do transformador.

Segundo medições no laboratório, o valor da indutância de dispersão de cada primário do transformador é igual a $L_{dpri}=1,3\mu\text{H}$. Portanto, a indutância de comutação efetiva é igual a:

$$L_{\text{refetiva}} = L_r - L_{dpri} = 5,556 - 1,3 = 4,26\mu\text{H}$$

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é obtido com a Eq. (3.144).

$$A_p = \frac{L_{\text{refetiva}} \cdot I_{Lrpico} \cdot I_{Lref}}{K_w \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}}} \cdot 10^4 [\text{cm}^4] \quad (3.144)$$

onde:

$A_p = A_e \cdot A_w$ produto de áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,5$ fator de utilização da janela do núcleo;

$J_{\text{max}} = 400 \text{ A/cm}^2$ máxima densidade de corrente;

$B_{\text{max}} = 0,04 \text{ T}$ máxima densidade de fluxo magnético;

Com tais valores o produto de áreas calculado é igual a:

$$A_p = 3,18 \text{ cm}^4$$

O produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos através do núcleo EE-42/20 [47]. As dimensões geométricas do núcleo escolhido são:

$$A_e = 2,40 \text{ cm}^2; \quad A_w = 1,57 \text{ cm}^2; \quad A_p = 3,77 \text{ cm}^4; \quad V_n = 23,30 \text{ cm}^3; \quad l_e = 9,7 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145).

$$N_{L_{\text{refetiva}}} \leq \frac{L_{\text{refetiva}} \cdot I_{Lrpico}}{A_e \cdot B_{\text{max}}} \cdot 10^4 \quad (3.145)$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{L_{\text{refetiva}}} \leq 11,44 \text{ espiras}$$

Para obter a indutância efetiva foi simplesmente necessário,

$$N_{L_{\text{refetiva}}} = 5 \text{ espiras}$$

Condutores

Como a corrente eficaz que circula através dos indutores de comutação é igual à corrente eficaz que circula pelos primários do transformador, a bitola do fio é a mesma do primário do transformador.

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.146).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N_{Lrefetiva}^2 \cdot A_c \cdot 10^{-2}}{L_{refetiva}} \text{ cm} \quad (3.146)$$

onde:

$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$: permeabilidade do vácuo;

$\mu_r = 1$: permeabilidade relativa do ar.

Substituindo valores, resulta:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 5^2 \cdot 2,40}{4,26 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,18 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 0,9 \text{ mm}$$

E. Dimensionamento dos Capacitores Grampeadores de Tensão C_{C1} , C_{C2}

• Esforços de Corrente e Tensão

Nos capacitores grampeadores de tensão, os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga quando $\Delta D_{max} = 0,2$ e $D_{max} = 0,8$. No conversor, ambos os capacitores suportam os mesmos esforços de corrente e tensão.

A corrente eficaz normalizada através de cada capacitor é obtida a partir do gráfico da Fig. 3.13.

$$\overline{I_{Ccef}} = 0,026$$

Utilizando a Eq. (3.85) o valor da corrente é igual a:

$$I_{Ccef} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{Ccef}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,026 = 9,36 \text{ A}$$

A máxima tensão de pico sobre cada capacitor é encontrada através da Eq. (3.108). Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{C_{c1}, C_{c2}} = \frac{2}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

• Cálculo da Capacitância

Tratando-se de projeto, um valor excessivamente grande de capacitância dos capacitores grampeadores pode comprometer o comportamento dinâmico do conversor. Assim, para propósitos de projeto, uma boa regra para seu dimensionamento é considerar o período de ressonância do capacitor grampeador e do indutor de comutação igual a três vezes o período de comutação, T_s . Desta maneira, tem-se:

$$2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_C} = 3 \cdot T_s \quad (3.147)$$

A partir da Eq. (3.147), obtém-se C_C .

$$C_C > \frac{2,25}{\pi^2 \cdot L_r \cdot f_s^2} \quad (3.148)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$C_C > \frac{2,25}{\pi^2 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6} \cdot (1 \cdot 10^5)^2}$$

$$C_C > 4,1\mu F$$

F. Dimensionamento dos Capacitores de Comutação C_{r1} , C_{r2}

• Esforços de Corrente e Tensão

As correntes eficazes através dos capacitores de comutação são desprezíveis pelo fato de apresentarem tempos de carga e descarga da ordem de nanosegundos durante as comutações.

A máxima tensão de pico sobre cada capacitor é encontrada através da Eq. (3.109). Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{C_{r1}, C_{r2}} = \frac{2}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

• Cálculo da Capacitância

Para poder calcular C_r , a razão cíclica mínima, D_{\min} , e um intervalo de tempo assumido durante a entrada em condução ou durante o bloqueio são requeridos. Em vazio, situação crítica, as correntes durante a entrada em condução e bloqueio são aproximadamente do mesmo valor. Portanto, ou a análise de comutação durante a entrada

em condução ou a análise durante o bloqueio pode ser usada para determinar a capacitância do capacitor de comutação.

Assumindo o intervalo do tempo de comutação igual a 1% do período de comutação T_s , o intervalo de tempo de comutação normalizado é calculado como segue:

$$\frac{t_{\text{blo}}}{T_s} = \frac{100 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^{-6}} = 0,01$$

Usando as curvas da Fig. 3.17 e tomando $D \cong 0,7$ como um parâmetro, a frequência normalizada é:

$$\bar{f} = 0,1$$

A partir da Eq. (3.120), a frequência ressonante, f_o , é:

$$f_o = \frac{f_s}{\bar{f}} = \frac{1 \cdot 10^5}{0,1} = 1 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Finalmente, utilizando a Eq. (3.115), tem-se:

$$C_r = C_{r1} = C_{r2} = \frac{1}{5,556 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6)^2} = 4,559 \text{ nF}$$

Nota: Para realizar o teste em vazio deve ser ajustada a razão cíclica em $D_{\text{min}} = 0,65$.

A capacitância efetiva do capacitor de comutação em paralelo com o interruptor principal é determinada subtraindo os valores das capacitâncias de saída intrínsecas dos interruptores principal e auxiliar (MOSFET's APT5010B2VR). Desta maneira, tem-se:

$$C_{\text{refetiva}} = 4,559 - 1 - 1 = 2,6 \text{ nF}$$

G. Dimensionamento dos Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente e tensão nos interruptores principais S_1 e S_2 são iguais e de igual maneira nos interruptores auxiliares S_3 e S_4 . Nestes interruptores os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga quando $\Delta D_{\text{max}} = 0,2$ e $D_{\text{max}} = 0,8$.

As correntes eficazes normalizadas em S_1 e S_3 são obtidas a partir dos gráficos das Figs. 3.9 e 3.12. Portanto,

$$\bar{I}_{S1_{\text{ef}}} = 0,04$$

$$\bar{I}_{S3_{\text{ef}}} = 0,015$$

Utilizando as Eqs. (3.66) e (3.80) os valores das correntes são iguais a:

$$I_{S1ef} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{S1ef}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,04 = 14,40A$$

$$I_{S3ef} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{S3ef}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,015 = 5,40A$$

A máxima tensão de pico sobre cada interruptor é encontrado através da Eq. (3.105).

Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{S1,S2,S3,S4} = \frac{2}{(2 - D_{max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

Os interruptores principais e auxiliares são MOSFET's APT5010B2VR [48].

H. Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo com os Interruptores D₁, D₂, D₃ e D₄

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente e tensão nos diodos D₁ e D₂ são iguais e de igual maneira nos diodos D₃ e D₄. Nos diodos D₁ e D₂ os maiores esforços de corrente ocorrem em vazio e os maiores esforços de tensão em plena carga. Por outro lado, nos diodos D₃ e D₄ os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga.

As correntes eficazes normalizadas em D₁ e em D₃ são obtidas a partir dos gráficos das Figs. 3.7 e 3.10. Desta maneira,

$$\overline{I_{D1md}} = 0,0034$$

$$\overline{I_{D3md}} = 0,0075$$

Utilizando as Eqs. (3.63) e (3.69) os valores das correntes são iguais a:

$$I_{D1md} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{D1md}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,0034 = 1,22A$$

$$I_{D3md} = \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot \overline{I_{D3md}} = \frac{200}{1 \cdot 10^5 \cdot 5,556 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,0075 = 2,70A$$

A máxima tensão de pico sobre cada diodo é encontrada utilizando a Eq. (3.106).

Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{D1,D2,D3,D4} = \frac{2}{(2 - D)} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

Na aplicação prática podem ser aproveitados os diodos intrínsecos dos MOSFET's de potência dos interruptores principais e auxiliares.

I. Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída D_{r1} , D_{r2}

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente e tensão nos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} são iguais. Nestes diodos, os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga.

A corrente média através dos diodos retificadores é encontrada usando a Eq. (3.94).

$$I_{Dr1,md} = \frac{I_o}{2} = \frac{50}{2} = 25,0A$$

A máxima tensão sobre cada diodo, sem considerar os efeitos das indutâncias de dispersão e a recuperação dos diodos, é encontrada utilizando a Eq. (3.107). Portanto,

$$V_{Dr1,Dr2} = n \cdot \frac{1}{(2 - D_{max})} \cdot V_i = 1,2 \cdot \frac{1}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 200,0V$$

A recuperação dos diodos provoca sobretensões, oscilações de tensão e perdas durante as comutações. Para reduzir estes efeitos são recomendados diodos ultra-rápidos (*ultra-fast*) com recuperação suave (*soft-recovery*).

• Circuito de Proteção de Sobretensão

Para limitar as sobretensões sobre os diodos retificadores de saída provocadas pelas indutâncias de dispersão do lado secundário, são necessários circuitos grampeadores RCD. Para esta finalidade são utilizadas as expressões indicadas em [50]:

$$P_{diss\ gramp} = f_s \cdot C_d \cdot V_{sec}^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} \quad (3.149)$$

$$\mu = \frac{V_{gramp} - V_{sec}}{V_{sec}} \quad (3.150)$$

onde:

$P_{diss\ gramp}$: potência dissipada pelo grampeador;

$V_{sec}=200V$: máxima tensão no secundário do transformador (a partir da Eq. 3.111);

$V_{gramp}=250V$: tensão reversa de grampeamento;

$f_s=100kHz$: frequência de comutação;

$C_d=100pF$: capacitância do diodo retificador.

Substituindo os valores, tem-se:

$$P_{\text{diss gramp}} = 1,875 \text{ W}$$

A resistência do resistor grampeador é determinada utilizando a Eq. (3.151):

$$R_{\text{Dr}} = \frac{V_{\text{gramp}}^2}{P_{\text{diss gramp}}} \quad (3.151)$$

$$R_{\text{Dr}} = 33 \text{ k}\Omega / 5 \text{ W}$$

A capacitância do capacitor grampeador é encontrada utilizando a Eq. (3.152).

$$\frac{1}{R_{\text{Dr}} \cdot C_{\text{Dr}}} = \frac{1}{300} \cdot f_s \quad (3.152)$$

$$C_{\text{Dr}} = 100 \text{ nF}$$

J. Dimensionamento dos Indutores do Filtro de Saída L_{o1} , L_{o2}

• Esforço de Corrente

Nos indutores do filtro de saída, os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga, quando $\Delta D_{\text{max}}=0,2$ e $D_{\text{max}}=0,8$.

A corrente eficaz normalizada através dos indutores é encontrada através da Eq. (3.98).

$$I_{L_{o1\text{ef}}} = I_{L_{o2\text{ef}}} = \frac{I_o}{2} = \frac{50}{2} = 25,0 \text{ A}$$

Por outro lado, a corrente de pico através de cada indutor é encontrada através da Eq. (3.99).

$$I_{L_{o1\text{pico}}} = I_{L_{o2\text{pico}}} = \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{2} = \frac{50}{2} + \frac{10}{2} = 30 \text{ A}$$

• Cálculo da Indutância

A partir da Fig. 3.16 a ondulação de corrente normalizada crítica é:

$$\overline{\Delta I_{L_{o1}}} = 0,17$$

As indutâncias dos indutores são determinadas usando a Eq. (3.106).

$$L_{o1} = L_{o2} = \frac{\overline{\Delta I_{L_{o1}}}}{\Delta I_{L_{o1}}} \cdot \frac{n \cdot V_i}{\Delta I_{L_{o1}} \cdot f_s} \quad (3.153)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$L_{o1} = L_{o2} = 0,17 \cdot \frac{1,2 \cdot 200}{10 \cdot 1 \cdot 10^5} = 40,8 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleos de Ferrite

O produto das áreas dos núcleos é encontrado com a equação (3.154).

$$A_P = \frac{L_{o1} \cdot I_{Lo1pico} \cdot I_{Lo1ef}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 [\text{cm}^4] \quad (3.154)$$

onde:

$A_P = A_e \cdot A_w$ produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,5$ fator de utilização da janela do núcleo;

$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$ máxima densidade de corrente;

$B_{max} = 0,3 \text{ T}$ máxima excursão de densidade de fluxo magnético;

Com tais valores o produto de áreas calculado resulta:

$$A_P = 5,83 \text{ cm}^4$$

O produto de áreas e a elevação de temperatura são garantidas através do núcleo EE-55 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2; \quad A_w = 2,50 \text{ cm}^2; \quad A_P = 8,85 \text{ cm}^4; \quad V_n = 42,50 \text{ cm}^3; \quad l_e = 12,0 \text{ cm}; \\ l_i = 11,6 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número mínimo de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.155).

$$N_{Lo1} \leq \frac{L_{o1} \cdot I_{Lo1pico}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.155)$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$N_{Lo1} \leq 11,44 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{Lo1} = 11 \text{ espiras}$$

Condutores

A área da seção de cada condutor é calculada substituindo valores na Eq. (3.156).

$$S_{Lo} = \frac{I_{Loef}}{J_{max}} \quad (3.156)$$

$$S_{Lo} = \frac{50,0}{350} = 0,1428571 \text{ cm}^2$$

Pelo fato de ser a corrente contínua com pequena ondulação, não existe problemas de efeito pelicular.

As espiras dos enrolamentos são feitos com condutores de cobre cujo diâmetro comercial e seção são: 0,040cm e 0,001287cm² (26AWG).

O número de fios em paralelo é igual a:

$$nf_{Lo} = 111 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado usando a Eq. (3.157).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N_{Lo1}^2 \cdot A_e}{L_{o1}} \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (3.157)$$

onde,

$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$: permeabilidade do vácuo;

$\mu_r = 1$: permeabilidade relativa do ar.

Substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 11^2 \cdot 3,54}{40,8 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,132 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 0,7 \text{ mm}$$

K. Dimensionamento do Capacitor do Filtro de Saída C_o

• Esforços de Corrente e Tensão

No capacitor do filtro de saída C_o, o máximo esforço de corrente ocorre quando o conversor opera em plena carga ($\Delta D_{max}=0,2$ e $D_{max}=0,8$) e o máximo esforço de tensão pode ocorrer em vazio ($\Delta D_{min}=0$) quando o conversor opera em malha aberta com razão cíclica máxima $D_{max}=0,8$. Em condições de malha fechada, a tensão sobre o capacitor é mantida no valor especificado V_o.

A corrente eficaz através do capacitor do filtro de saída é encontrado usando a Eq. (3.103).

$$I_{C_{oef}} = \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4 \cdot \sqrt{3}} = \frac{10}{4 \cdot \sqrt{3}} = 1,44A$$

A máxima tensão de pico sobre o capacitor é encontrada a partir do gráfico da Fig. 3.5. Para $\Delta D_{min}=0$ e $D_{max}=0,8$ o ganho de tensão é $G_V=0,34$. Utilizando a Eq. (3.44), tem-se:

$$V_{C_o} = V_o = n \cdot V_i \cdot G_V \quad (3.158)$$

$$V_{C_o} = 1,2 \cdot 200 \cdot 0,34 = 81,6V \text{ (em condições de malha aberta)}$$

Nota: Quando é testado o conversor é necessário ter cuidado com a tensão de operação dos capacitores do filtro de saída para evitar a explosão.

• Cálculo da Capacitância

Para o projeto, assume-se uma ondulação de 0,8% de $V_o=60V$. Portanto,

$$\Delta V_o = 0,48V$$

A equação para determinar a capacitância é:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (3.159)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$C_o = \frac{10}{4 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^5 \cdot 0,48} = 17\mu F$$

Para ter uma resposta rápida da malha de tensão quando ocorre qualquer variação súbita de carga, o valor da resistência série equivalente do capacitor do filtro de saída deve ser menor ou igual ao seguinte valor:

$$R_{SE} \leq \frac{2 \cdot \Delta V_o}{\Delta I_{L_{o1}}} \quad (3.160)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$R_{SE} = \frac{2 \cdot 0,48}{10} = 0,096\Omega$$

Devida a restrição da R_{SE} são utilizados quatro capacitores de $220\mu F/63V$ e $R_{SE}=0,38\Omega$ em paralelo. Portanto, a capacitância resultante é $C_o=880\mu F$.

3.6. Resultados de Simulação e Experimentais

Para verificar o princípio de operação e validar o estudo teórico do conversor, um protótipo com as especificações indicadas no item anterior foi implementado em laboratório. O protótipo foi construído usando os componentes listados na Tabela 3.1. O circuito de potência testado assim como seu circuito de comando para acionar seus interruptores, são mostrados nas Figs. 3.19 e 3.20.

Os resultados de simulação e experimentais do protótipo foram adquiridas para potências de saída de $P_o=2780W$ e $P_o=0W$. Também são mostradas as curvas teóricas e experimentais de característica de grampeamento, característica externa e rendimento.

Tabela 3.1. Componentes do circuito de potência.

Quant.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	S_1, S_2, S_3, S_4	MOSFET's	APT5010B2VR	42A, 500V
2	D_{r1}, D_{r2}	Diodo Ultra-rápido	HFA50PA60C	50A, 600V
2	D_{Dr1}, D_{Dr2}	Diodo Ultra-rápido	MUR440	4A, 400V
2	C_{c1}, C_{c2}	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	$6\mu F/400V$
4	C_1, C_2	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	$1000\mu F, 250V$
2	C_{r1}, C_{r2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	$2,7nF/630V$
4	C_o	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	$4 \times 220\mu F/63V$
2	C_{Dr1}, C_{Dr2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	$0,1\mu F, 630V$
2	R_{Dr1}, R_{Dr2}	Resistor		$33k\Omega/ 5W$
2	T_r	Transformador	Núcleo EE76; IP12 Thornton	$N_p=10$ espiras, $N_s=12$ espiras
2	L_{o1}, L_{o2}	Indutor	Núcleo EE55; IP12 Thornton	$40,8\mu H; lg/2=0,7mm$ $N_{L_{o1}}=N_{L_{o2}}=11$ espiras
2	L_{r1}, L_{r2}	Indutor	Núcleo EE42/15; IP12 Thornton	$4,26\mu H; lg/2=0,9mm$ $N_{L_{r1}}=N_{L_{r2}}=5$ espiras

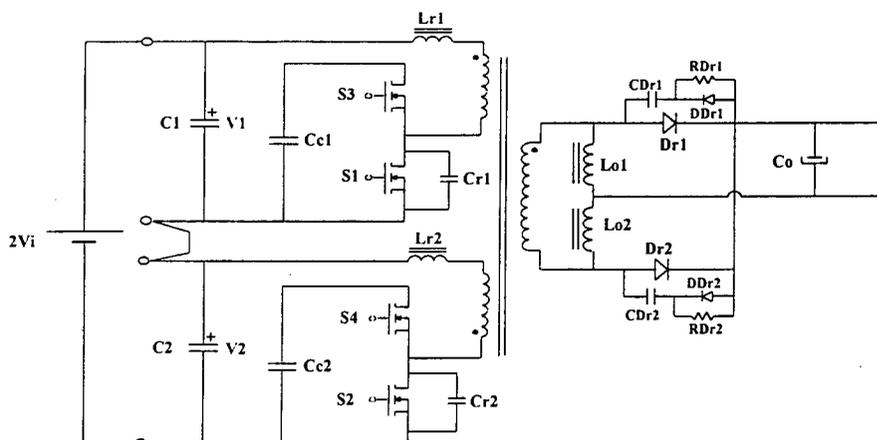


Fig. 3.19. Circuito de potência implementado.

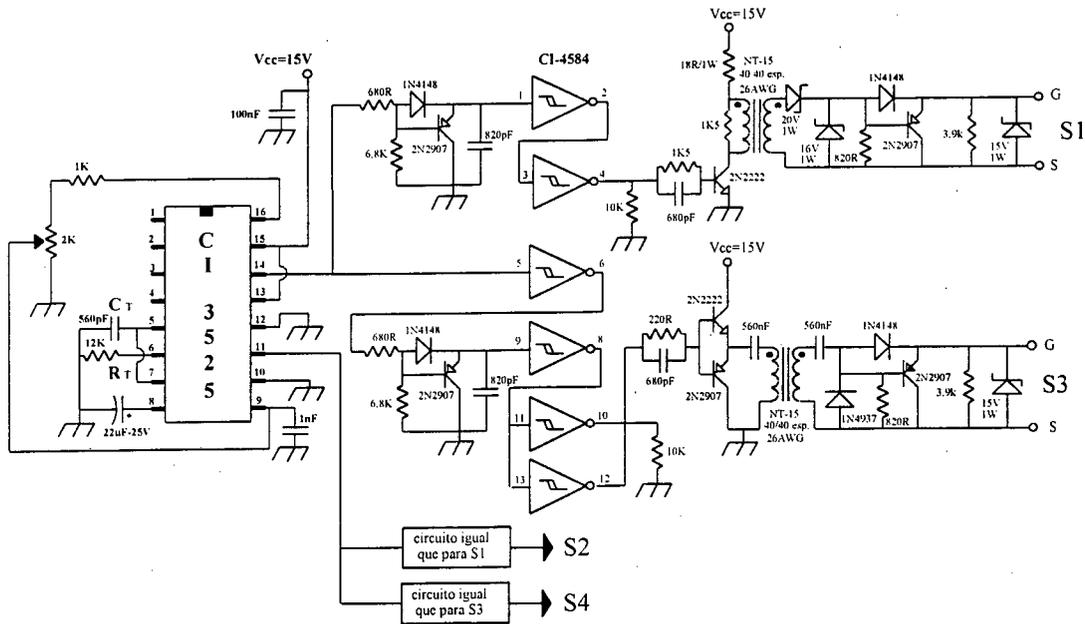


Fig. 3.20. Circuito de comando implementado.

A) Formas de Onda

• Obtidas para uma Potência de Saída de $P_o=2780W$

As formas de onda de simulação e experimentais são mostradas somente para o conversor forward superior, pois os resultados para o conversor forward inferior são iguais. Os resultados apresentado a seguir são para $2V_1=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,8$.

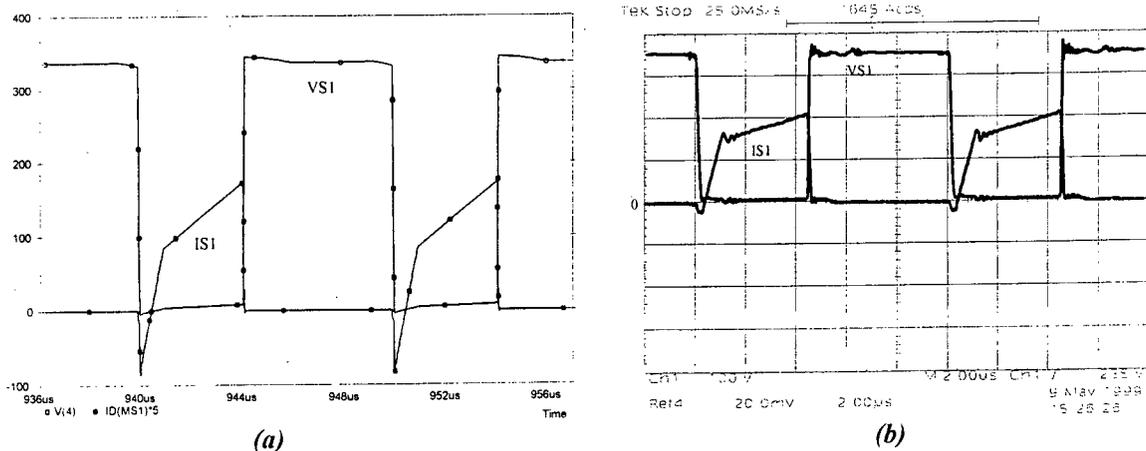
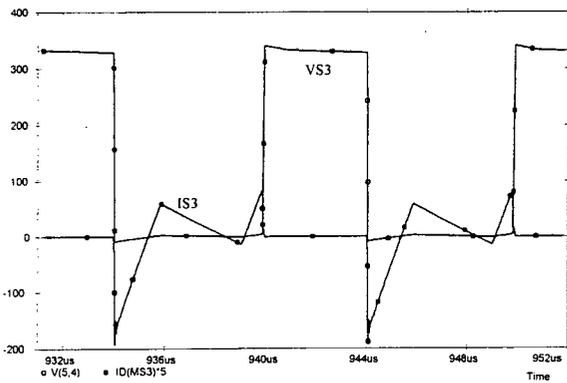
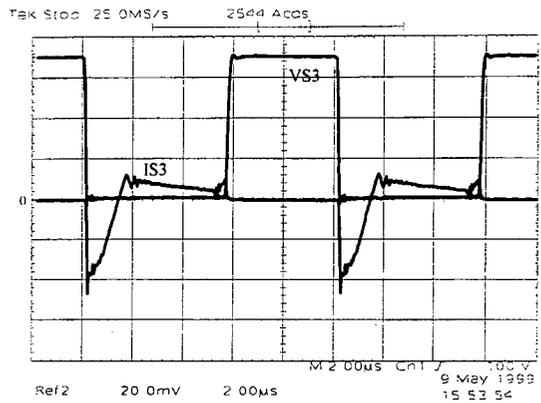


Fig. 3.21. Tensão e corrente no interruptor principal S_1 :
 (a) simulação, (b) experimental (100V/div., 12,5A/div., 2µs/div.).

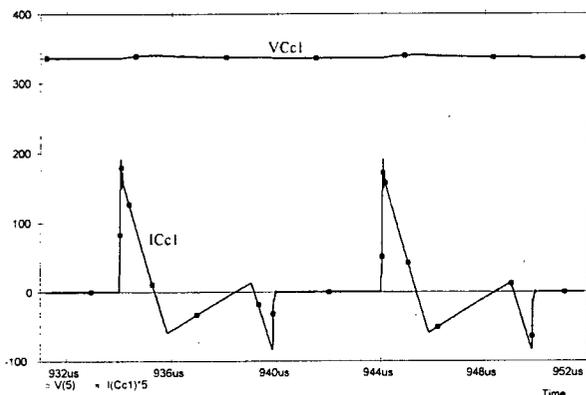


(a)

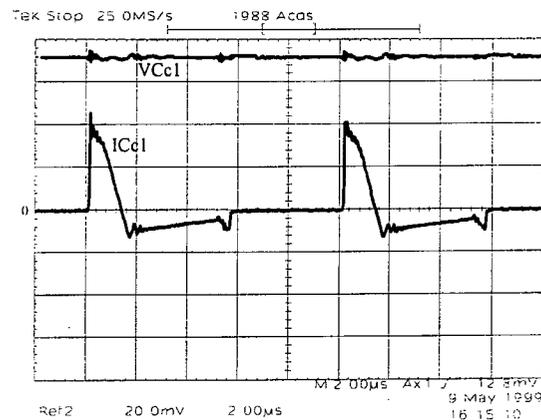


(b)

Fig. 3.22. Tensão e corrente no interruptor auxiliar S_3 :
(a) simulação, (b) experimental (100V/div., 12,5A/div., 2 μ s/div.).

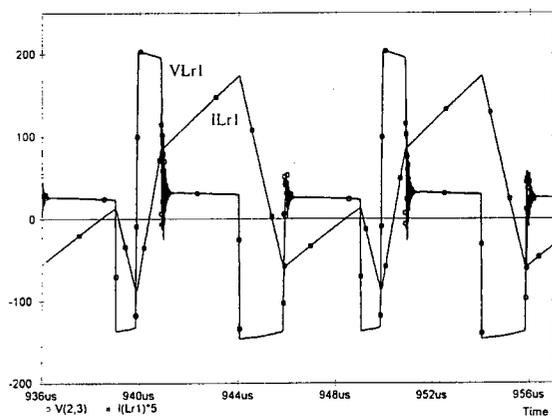


(a)

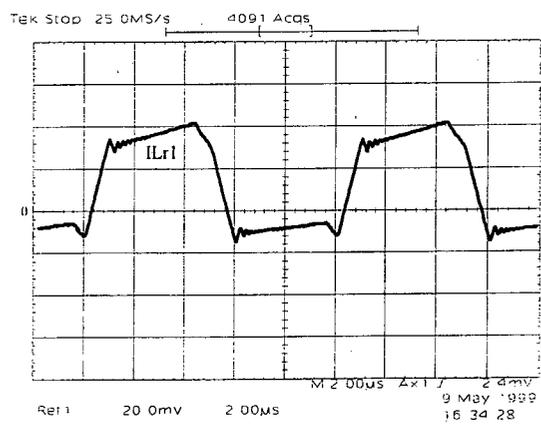


(b)

Fig. 3.23. Tensão e corrente no capacitor grameador C_{C1} :
(a) simulação, (b) experimental (100V/div., 12,5A/div., 2 μ s/div.).

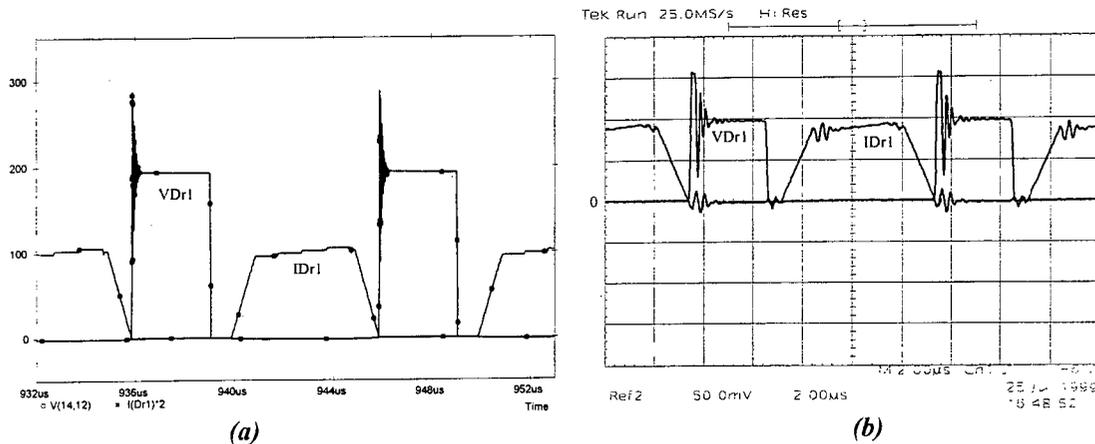


(a)



(b)

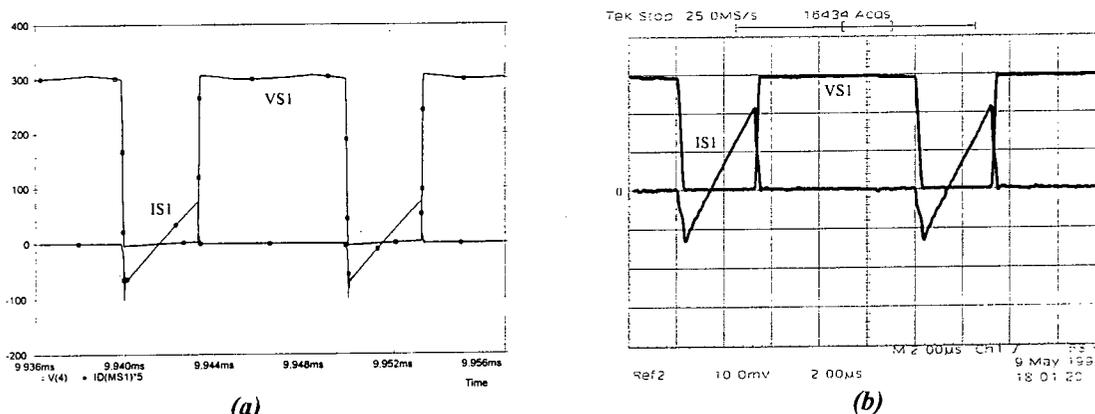
Fig. 3.24. Tensão e corrente no indutor de comutação L_{r1} :
(a) simulação, (b) experimental (100V/div., 12,5A/div., 2 μ s/div.).



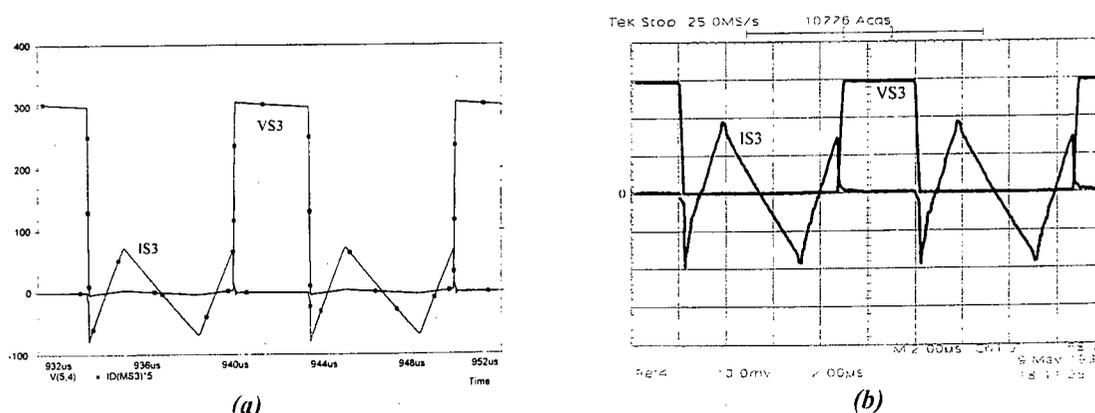
(a) (b)
Fig. 3.25. Tensão e corrente no diodo retificador D_{r1} :
 (a) simulação, (b) experimental (100V/div., 25A/div., 2 μ s/div.).

• Obtidas para uma Potência de Saída de $P_o=0W$

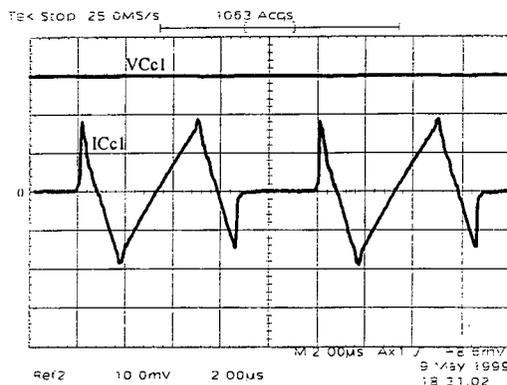
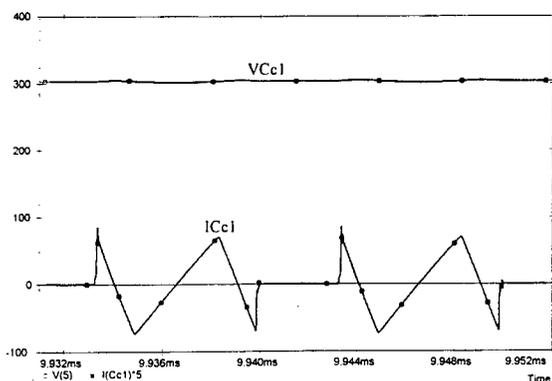
As formas de onda de simulação e experimentais também são mostradas para o conversor forward superior, pois as formas de onda para o conversor forward inferior são iguais. Os resultados mostrados são para tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,65$.



(a) (b)
Fig. 3.26. Tensão e corrente no interruptor principal S_1 :
 (a) Simulação, (b) Experimental (100V/div., 5A/div., 2 μ s/div.).



(a) (b)
Fig. 3.27. Tensão e corrente no interruptor principal S_3 :
 (a) simulação, (b) experimental (100V/div., 5A/div., 2 μ s/div.).



(a) (b)
 Fig. 3.28. Tensão e corrente no capacitor grameador C_{C1} :
 (a) simulação, (b) experimental (100V/div., 5A/div., 2µs/div.).

B) Curvas

As curvas de característica de grameamento e característica externa, tanto teórica como experimental, são mostradas nas Figs. 3.29 e 3.30. Na Fig. 3.31 é mostrada a curva de rendimento experimental.

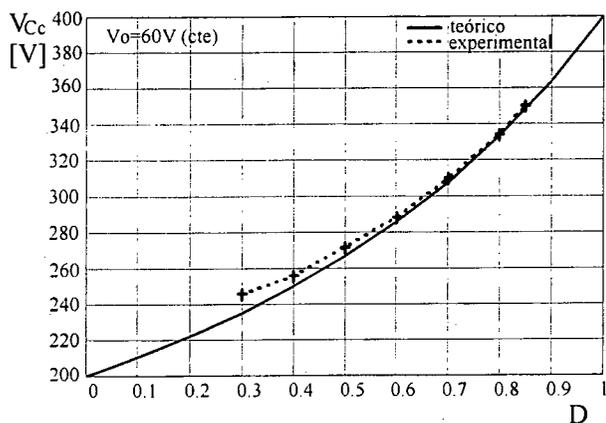


Fig. 3.29. Característica de Grampeamento.

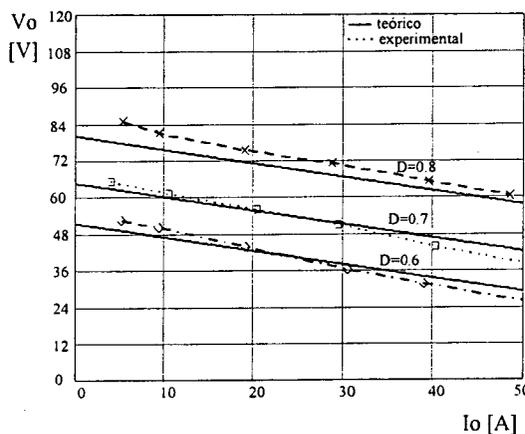


Fig. 3.30. Característica Externa.

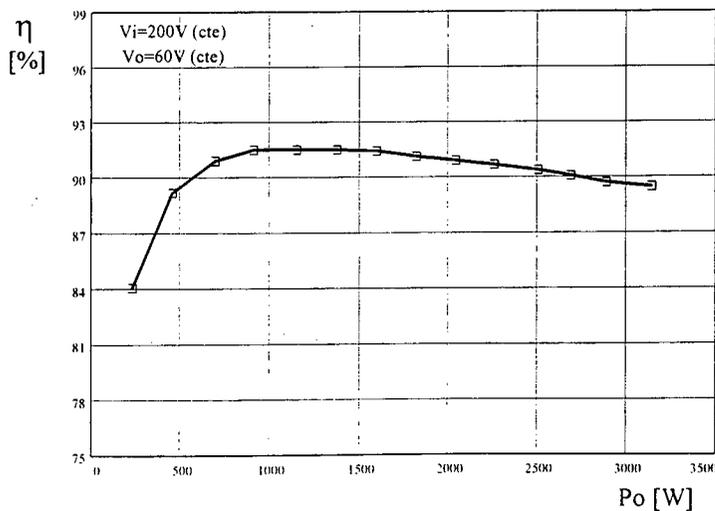


Fig. 3.31. Curva de rendimento.

3.7. Conclusões

Neste capítulo foi estudado um conversor CC-CC composto de dois conversores CC-CC ZVS-PWM forward com grampeamento ativo. Ambos os conversores foram acoplados com um único transformador de alta frequência. Para o conversor proposto foram realizados análise qualitativa, análise quantitativa, análise de comutação, exemplo de projeto e testes de simulação e experimentais.

Dos resultados de simulação e experimentais são obtidas as seguintes conclusões:

- os interruptores principais e auxiliares apresentam comutação suave desde vazio até plena carga.
- as sobretensões sobre os interruptores principais causadas pelas indutâncias de dispersão e outras indutâncias parasitas são eliminadas com a utilização de grampeadores ativos.
- O rendimento do conversor em plena carga é 89,6%. O baixo rendimento do conversor é devido às perdas de condução dos transistores MOSFET's de potência.

As análises de equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada na conexão série e equilíbrio de correntes através dos circuitos na conexão paralelo serão apresentadas no seguinte capítulo.

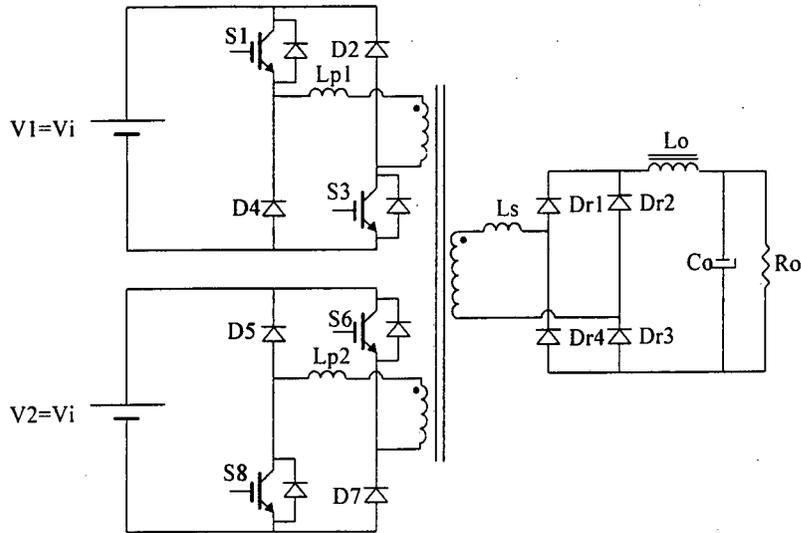


Fig. 1.16. *Conversor CC-CC ponte dual com único transformador e entradas independentes.*

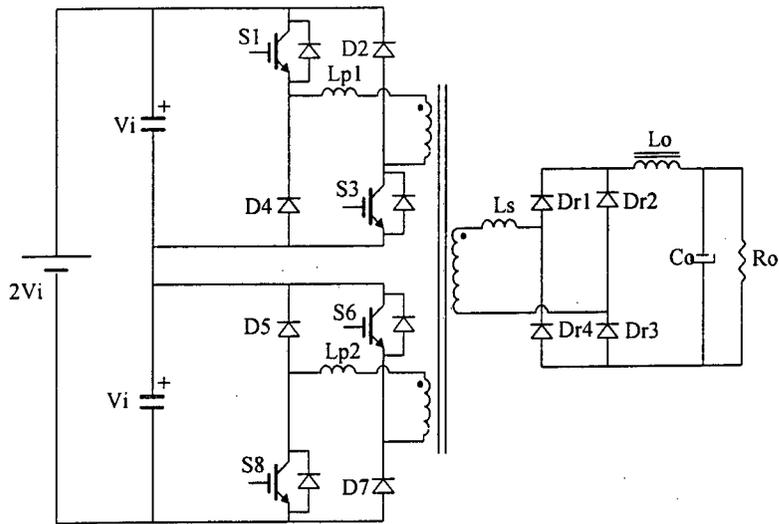


Fig. 1.17. *Conversor CC-CC ponte dual com único transformador e entradas em série.*

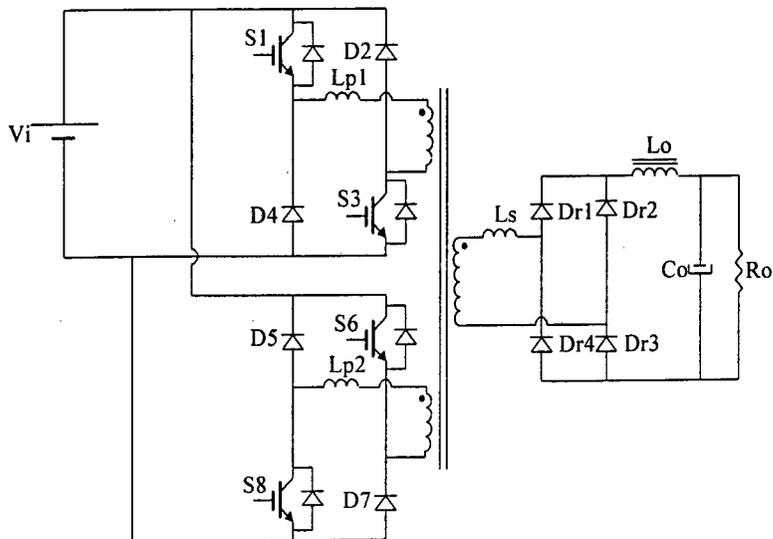


Fig. 1.18. *Conversor CC-CC ponte dual com único transformador e entradas em paralelo.*

1.5.3. Associação de Conversores CC-CC Forward de Um Interruptor

Nas Figs 1.19 e 1.20 são mostrados dois Conversores CC-CC propostos em [25]. Ambos os conversores são compostos de dois conversores CC-CC forward de um interruptor. Na referência, eles são chamados de Conversores Forward Intercalados (*Interleaving Forward Converters*) de um indutor e de dois indutores. A técnica pode ser vista como uma variação da técnica de paralelismo, onde os instantes de comutação dos interruptores são dados a cada meio período com pulsos da mesma largura e razão cíclica menor que 50% gerados por um único circuito de comando. Com esta técnica as ondulações da tensão de saída são reduzidas. Como resultado, o tamanho do capacitor filtro de saída é reduzido. Geralmente, o intercalamento em topologias com filtro indutivo de saída pode ser implementado de duas maneiras, tal como são mostrados nas figuras.

Segundo as explicações, com as mesmas especificações e razão cíclica, ambos os conversores apresentam os mesmos tamanhos de indutores e capacitores dos filtros de saída. Os custos dos indutores e capacitores são similares. Em termos de rendimento, o conversor da Fig. 1.20 tem rendimento 4% maior que o conversor da Fig. 1.19 [25]. No conversor com único indutor os esforços de tensão sobre os interruptores principais, durante a comutação, são maiores em relação ao conversor com dois indutores. A questão dos problemas de desequilíbrio estático e dinâmico de corrente através dos conversores mostrados nas Figs. 1.19 e 1.20 não foram explicados em [25]. Portanto, não existe informação em relação ao tema indicado para saber se a técnica de associar conversores em paralelo com transformadores independentes é conveniente para aplicações práticas.

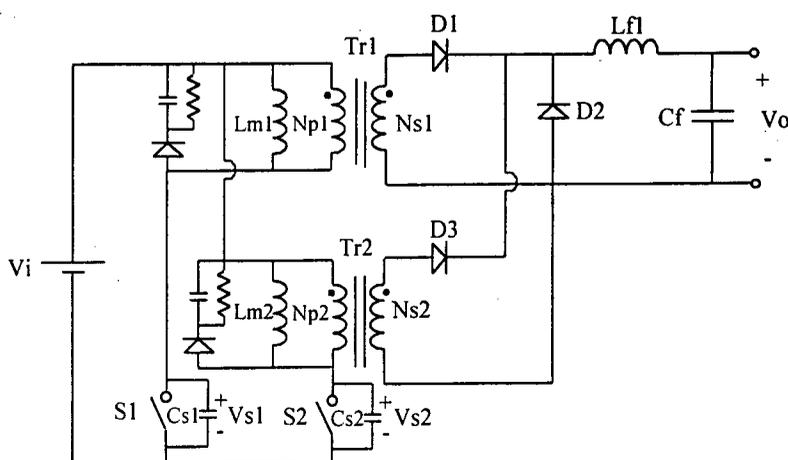


Fig. 1.19. Conversor forward intercalado com um indutor.

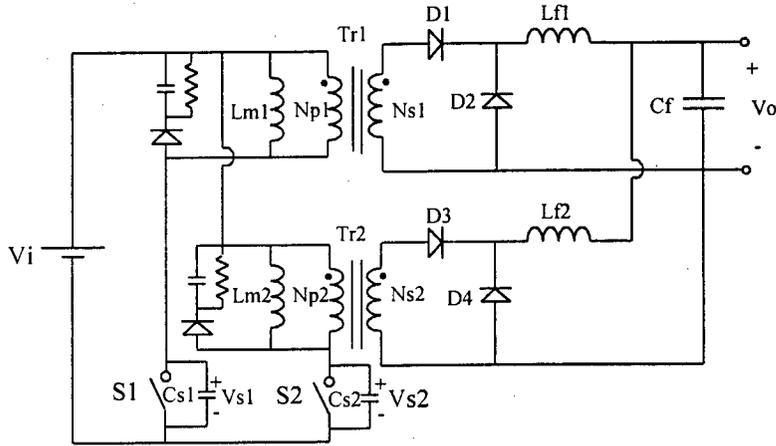


Fig. 1.20. Conversor forward intercalado com dois indutores.

1.5.4. Associação de Conversores CC-CC em Meia Ponte

O conversor da Fig. 1.21, proposto e estudado em [19, 26], é composto por dois circuitos meia ponte conectados em série. O conversor utiliza dois transformadores de alta frequência com os enrolamentos secundários conectados em série que permitem a circulação da mesma corrente através deles, e como consequência, reflete-se correntes também iguais nos enrolamentos primários. Desta maneira, consegue-se uma divisão equilibrada de corrente através dos circuitos do conversor. Outra característica que deve ser salientada é a comutação suave (ZVS) de seus interruptores através da modulação PWM assimétrica.

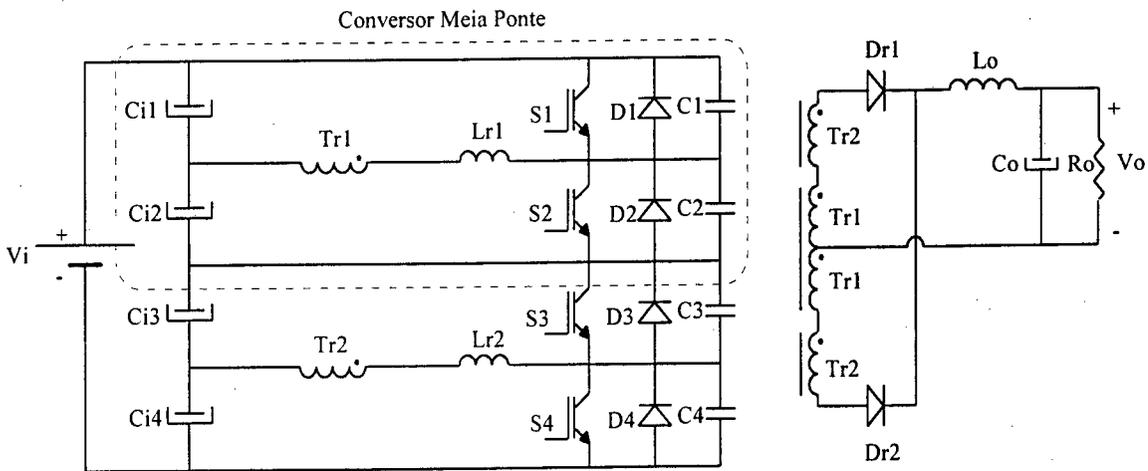


Fig. 1.21. Conversor CC-CC ZVS-PWM isolado baseado na associação em série de conversores.

1.6. Outros Conversores CC-CC com Conexão Série de Interruptores

1.6.1. Conversor CC-CC Modificado

O conversor CC-CC mostrado na Fig. 1.22 foi inicialmente estudado em [17] sem demonstrar sua verdadeira origem topológica. Posteriormente em [19] foi demonstrado que o mesmo vem do conversor CC-CC isolado, baseado na célula de comutação com capacitor flutuante. O conversor indicado apresenta as seguintes características: opera com frequência constante, os interruptores comutam sob tensão nula (ZVS), a máxima tensão sobre os interruptores é a metade da tensão de barramento, não apresenta problemas de desequilíbrio estático e dinâmico devido à presença dos capacitores de entrada, não apresenta problema de saturação do transformador de alta frequência devido à presença do capacitor em série com o enrolamento primário.

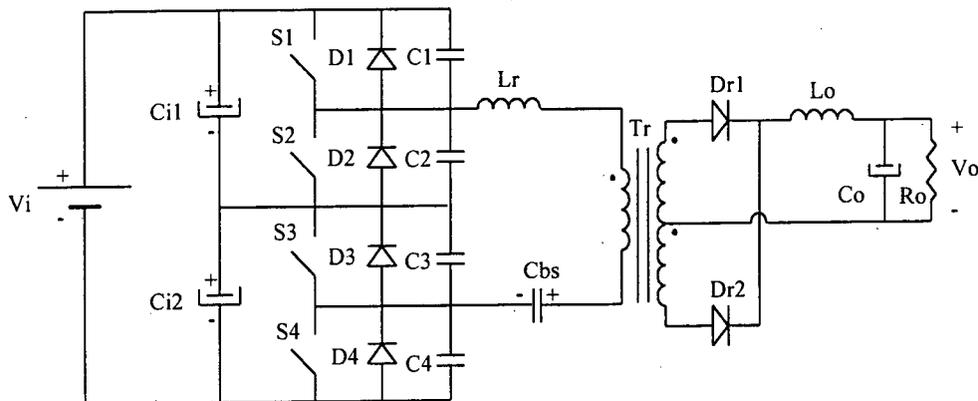


Fig. 1.22. Conversor CC-CC ZVS-PWM modificado.

1.6.2. Conversor CC-CC Baseado na Associação em Cascata de Conversores

O conversor CC-CC mostrado na Fig. 1.23, é baseado na associação em cascata de dois conversores em meia ponte. O mesmo foi proposto e estudado em [27, 28, 29]. Neste conversor, a conexão em série dos enrolamentos secundários do transformador garante a distribuição equilibrada de corrente pelos primários. Outras características do conversor são: operação com frequência constante, comutação sob tensão nula dos interruptores, a máxima tensão sobre os interruptores é de metade da tensão do barramento, não apresenta problemas de desequilíbrio estático nem dinâmico devido aos capacitores de entrada e grampeadores.

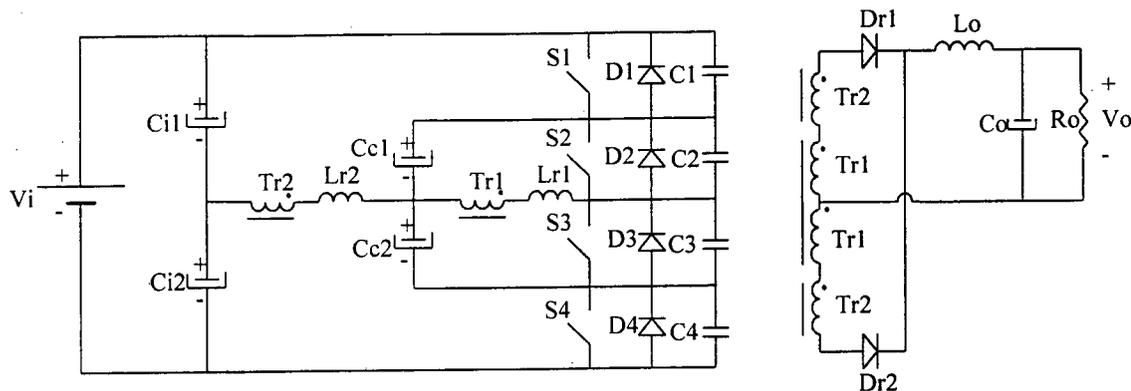


Fig. 1.23. Conversor CC-CC ZVS-PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores.

1.7. Conclusões

Neste capítulo são mostrados e descritos alguns conversores CC-CC controlados por um único circuito de controle, apresentados na literatura, para minimizar os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico da associação convencional em série e em paralelo de semicondutores. Diferentes técnicas são usadas para dividir os esforços de tensão ou corrente quando existe aplicações de elevadas tensões ou correntes. Depois da revisão da literatura das diferentes técnicas, chega-se à conclusão que todas as técnicas apresentadas simplesmente minimizam os problemas de desequilíbrio estático e dinâmico. Portanto, não são soluções absolutas ao problema. Para conseguir os objetivos, na hora da implementação prática, devem ser tomados aproximadamente iguais as impedâncias dos circuitos, as larguras dos pulsos de comando, as características dos componentes. Também deve ser escolhida uma topologia adequada para uma determinada aplicação. Os conversores não podem ser desenvolvidos de qualquer maneira pensado que estas técnicas vão garantir o equilíbrio em cem por cento.

CAPÍTULO II

GERAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS APLICANDO A TÉCNICA DE ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES

2.1. Introdução

Neste capítulo são gerados novos conversores CC-CC aplicando a técnica de associação de conversores CC-CC isolados básicos, conhecidos na literatura como forward, meia ponte, ponte completa, flyback, Cük, zeta e sepic.

Para facilitar sua designação, os novos conversores associados ou compostos serão denominados de “Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores”.

Tomando como referência as topologias particulares apresentadas em [22, 23, 24, 25, 26, 37, 38] dentro da técnica de associação de conversores, é possível gerar principalmente três famílias de conversores CC-CC com as denominações de:

- *Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformador Único,*
- *Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes,*
- *Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes e Secundários em Série.*

Na classificação pode-se notar que as três famílias são diferenciadas pela utilização do transformador de alta frequência.

As características dos conversores CC-CC de múltiplos conversores são a capacidade de operar utilizando um único circuito de controle e a versatilidade para operar com quatro combinações de conexões das entradas ou das saídas (independentes, série, paralelo ou misto).

Para verificar o princípio de operação dos novos conversores CC-CC, são aplicadas estratégias de controle simples sem levar em consideração a comutação dos interruptores. Isso não restringe em absoluto a utilização de outras estratégias de controle conhecidas na literatura, tal como serão apresentadas nos próximos capítulos.

Nos conversores CC-CC de múltiplos conversores, para esperar um bom funcionamento, é fundamental manter razoavelmente a simetria do *lay-out* durante a

construção do protótipo, a igualdade dos parâmetros dos componentes envolvidos, tais como, indutores, capacitores, resistores e semicondutores, assim como a simetria dos sinais de controle para acionar os semicondutores controlados.

2.2. Alternativas de Conexão dos Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores

Como as três famílias de conversores CC-CC de múltiplos conversores são isolados utilizando um transformador ou vários transformadores de alta frequência, conforme a aplicação, as entradas e/ou as saídas podem ser conectadas segundo a Tabela 1.

Tabela 1. Alternativas de conexão dos conversores CC-CC de múltiplos conversores.

ENTRADAS		SAÍDAS	
N ^o de Entradas	Tipo de Conexão	Tipo de Conexão	N ^o de Saídas
Duas ou Mais	Independentes	Independentes	Uma ou Mais
		Série	Duas ou Mais
		Paralelo	Duas ou Mais
		Misto	Três ou Mais
Duas ou Mais	Série	Independentes	Uma ou Mais
		Série	Duas ou Mais
		Paralelo	Duas ou Mais
		Misto	Três ou Mais
Duas ou Mais	Paralelo	Independentes	Uma ou Mais
		Série	Duas ou Mais
		Paralelo	Duas ou Mais
		Misto	Três ou Mais
Pares Acima de Quatro	Série/Paralelo	Independentes	Uma ou Mais
		Série	Duas ou Mais
		Paralelo	Duas ou Mais
		Misto	Três ou Mais

Como os esforços de tensão e/ou corrente sobre os componentes (principalmente semicondutores controlados) dependem das fontes de alimentação os quais se encontram no lado primário do transformador ou dos transformadores, é dada uma maior importância às conexões das entradas em relação às conexões das saídas. Por este motivo, nos conversores CC-CC apresentados neste capítulo serão observados vários tipos de conexão das saídas, sem classificação.

2.3. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformador Único

Nesta família os conversores associados são acoplados utilizando um único transformador de alta frequência.

Para provar o princípio de operação dos conversores CC-CC desta família são utilizadas duas estratégias de modulação PWM, as quais são indicadas especificamente para cada caso.

Para operar adequadamente os conversores CC-CC das Figs. 2.2, 2.5 e 2.8, os interruptores de potência devem fechar e abrir simultaneamente com a aplicação de um único pulso com razão cíclica menor que 0,5. Normalmente a razão cíclica é restrita a esse valor para evitar a saturação do transformador de alta frequência.

Por outro lado, nos conversores CC-CC das Figs. 2.3, 2.6 e 2.9 é possível aplicar dois pulsos de comando iguais com razão cíclica menor que 0,5 deslocados em 180° . A simetria dos pulsos é importante para poder evitar a saturação do transformador de alta frequência e o desequilíbrio de corrente através dos conversores. Nestes conversores a máxima razão cíclica pode ser aproximadamente unitária.

Nos conversores CC-CC das Figs. 2.1 e 2.4, as fontes de alimentação V_1 , V_2 e V_n devem ser do mesmo valor para poder dividir igualmente os esforços de tensão e corrente nos componentes e, por outro lado, evitar a saturação do transformador.

2.3.1. Entradas Independentes

O diagrama esquemático geral de um conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformador único e entradas independentes é mostrado na Fig. 2.1. As topologias de conversores CC-CC associando dois conversores isolados básicos, são mostradas nas Figs. 2.2 e 2.3.

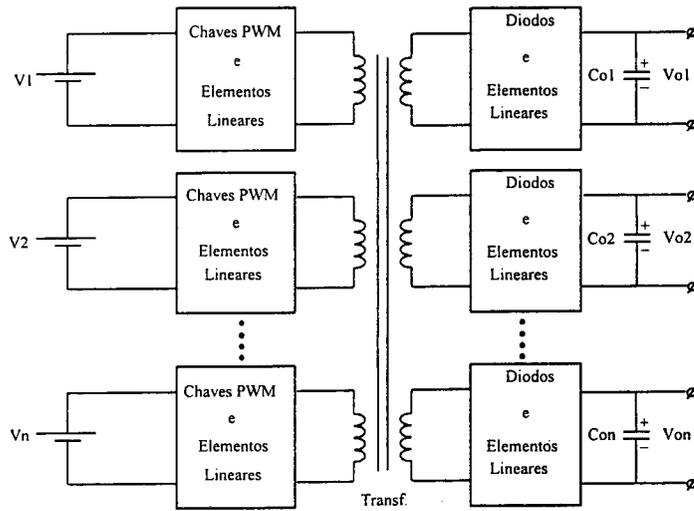


Fig. 2.1. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformador único e entradas independentes.

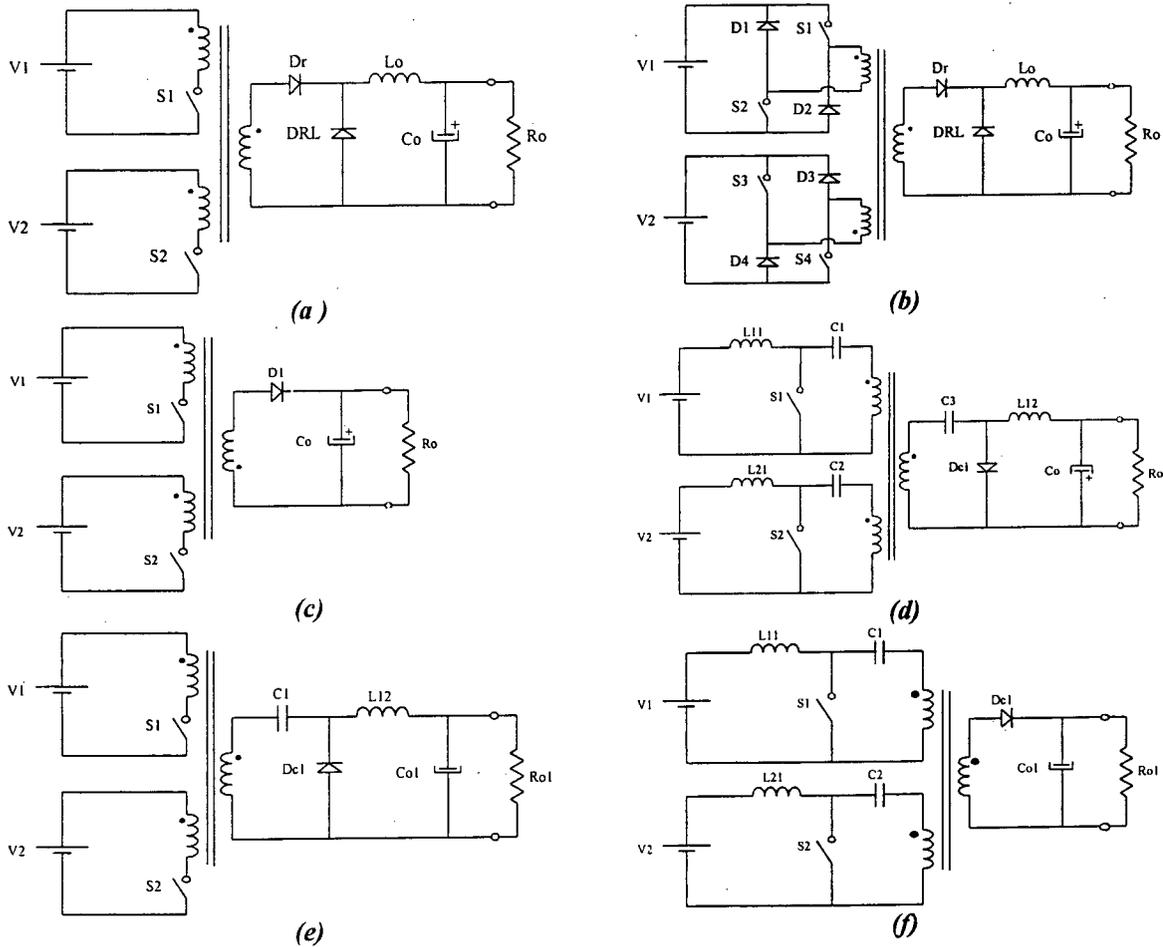


Fig. 2.2. Conversores CC-CC com transformador único e entradas independentes: (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback; (d) duplo Cúk, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

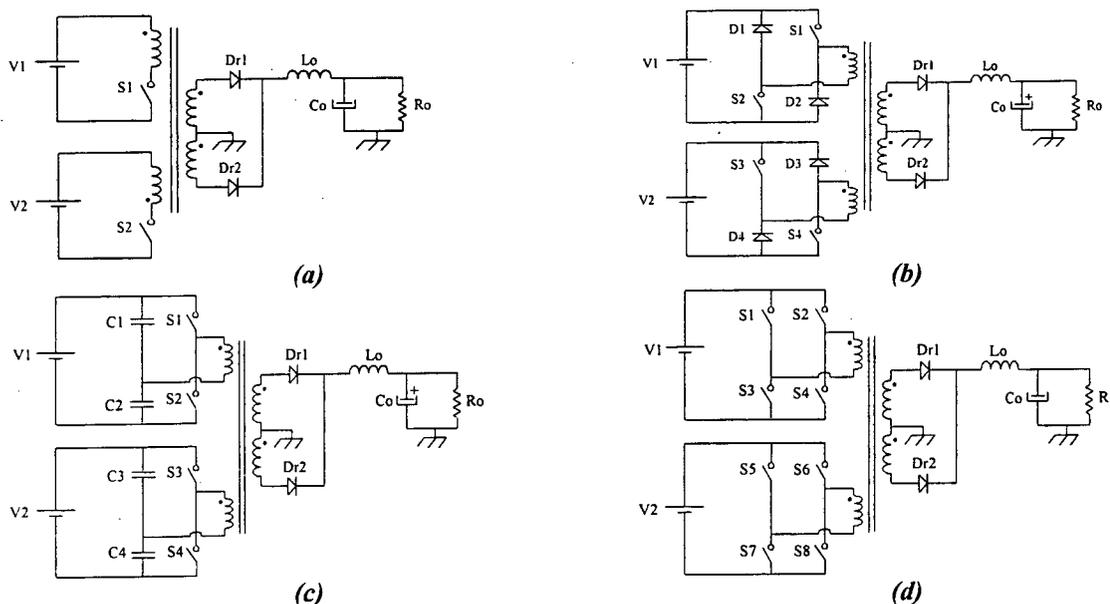


Fig. 2.3. Conversores CC-CC com transformador único e entradas independentes:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo meia ponte;
 (d) duplo ponte completa.

2.3.2. Entradas Conectadas em Série

No conversor CC-CC da Fig. 2.1 como os conversores são isolados por meio de um transformador, as entradas dos mesmos podem ser conectados em série como é mostrado na Fig. 2.4. Quando numa determinada aplicação deseja-se utilizar uma única fonte de tensão de entrada, as fontes de tensão V_1, V_2, \dots, V_n da Fig. 2.4 podem ser substituídos por ramos capacitivos de elevada capacitância. Desta maneira em cada capacitor de entrada será dividida a tensão de entrada total.

Os exemplos de topologias de conversores CC-CC associando dois conversores isolados são mostrados nas Figs. 2.5 e 2.6.

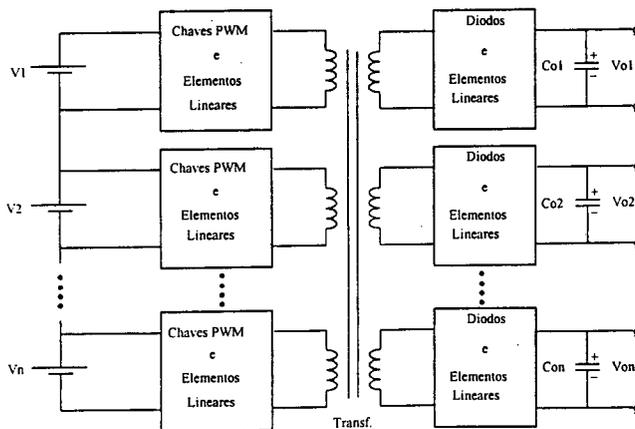


Fig. 2.4. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformador único e entradas em série.

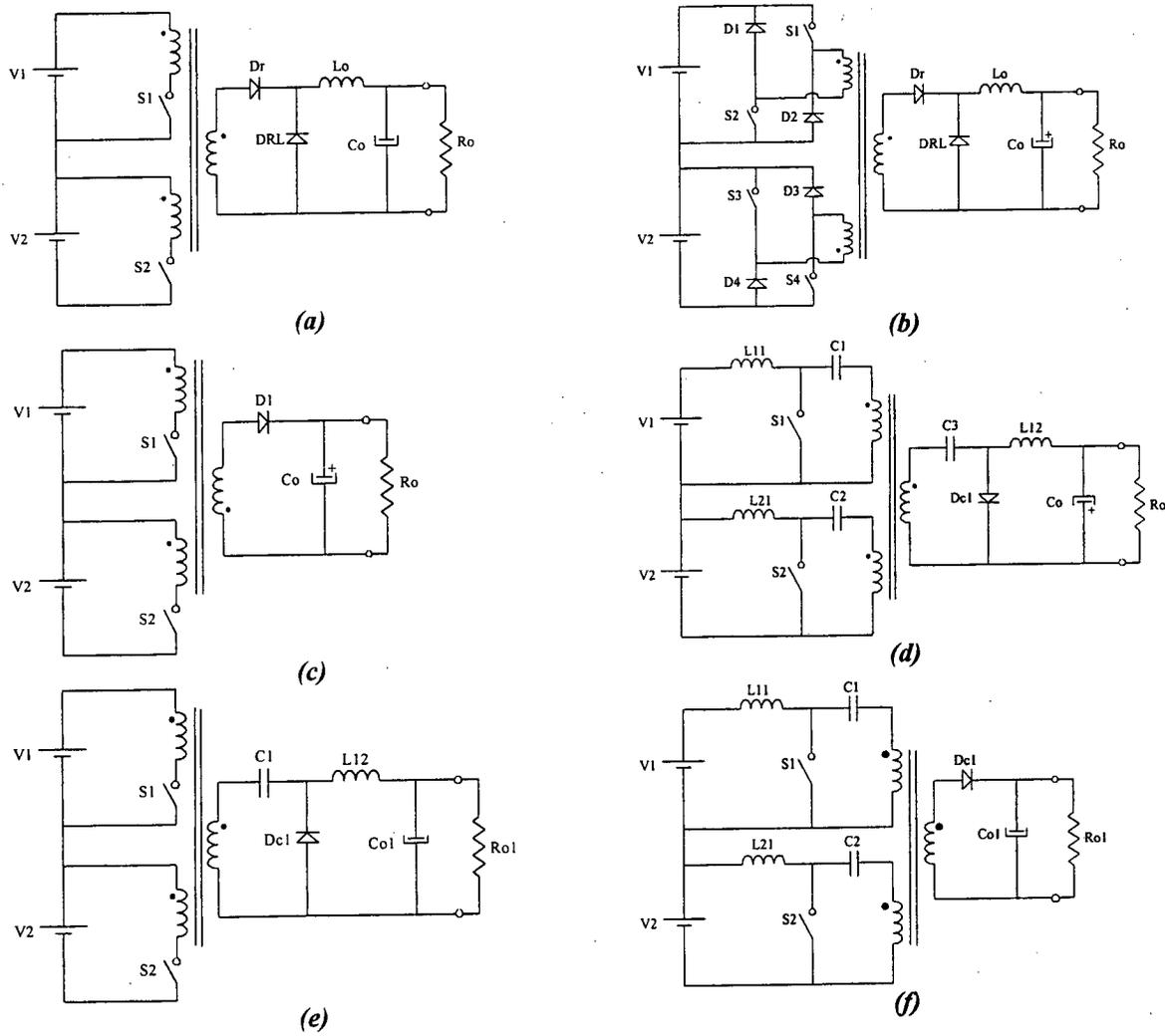
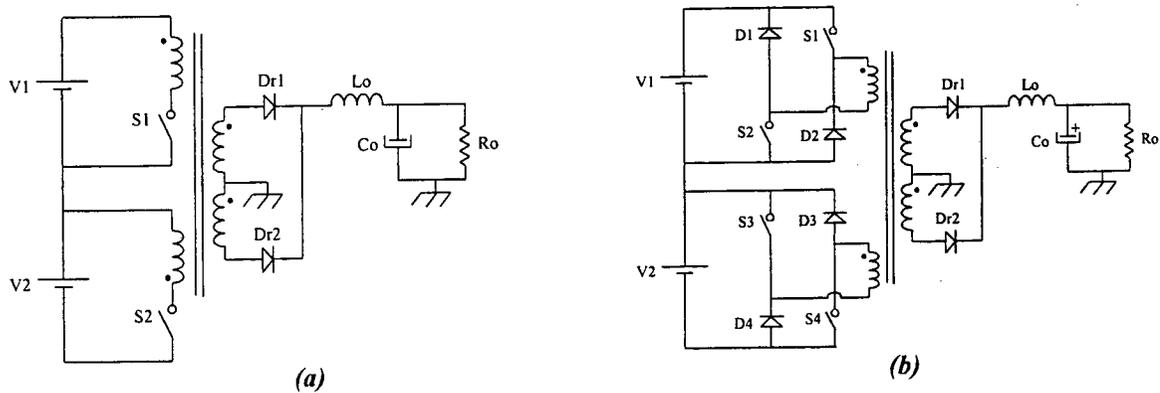


Fig. 2.5. Conversores CC-CC com transformador único e entradas em série:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback;
 (d) duplo Cúk, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.



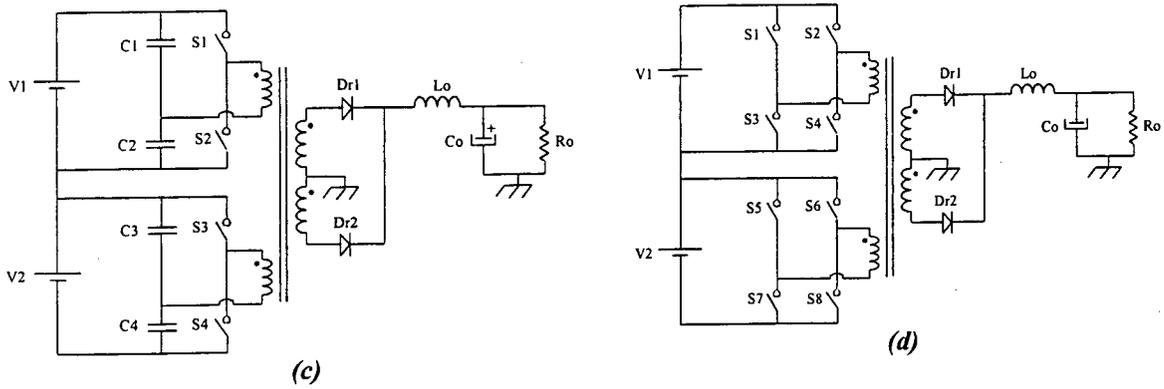


Fig. 2.6. Conversores CC-CC com transformador único e entradas em série:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo meia ponte;
 (d) duplo ponte completa.

2.3.3. Entradas Conectadas em Paralelo

Para aplicações em elevadas correntes e baixas tensões de entrada, as entradas dos conversores do conversor CC-CC da Fig. 2.1 podem ser conectadas em paralelo tal como é mostrado o esquema geral na Fig. 2.7. Neste tipo de conversores CC-CC as correntes de entrada são distribuídas através de cada conversor.

As topologias de conversores CC-CC associando dois conversores isolados básicos são mostradas nas Figs. 2.8 e 2.9.

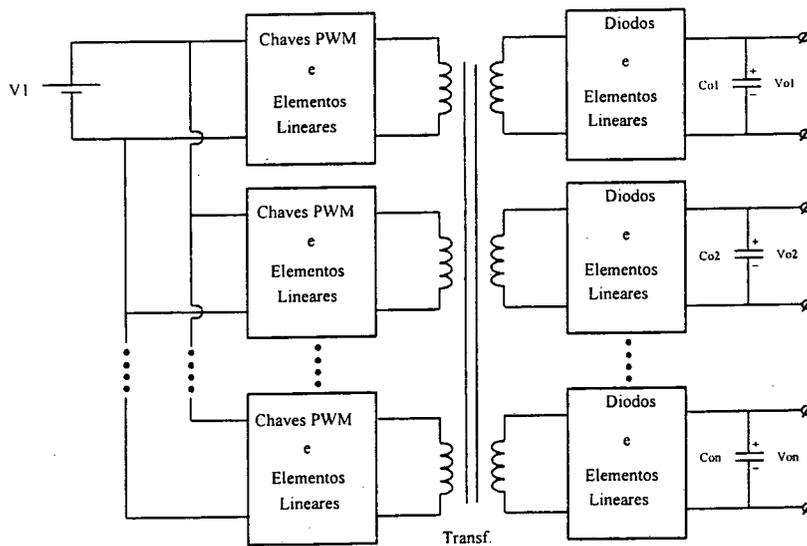


Fig. 2.7. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformador único e entradas em paralelo.

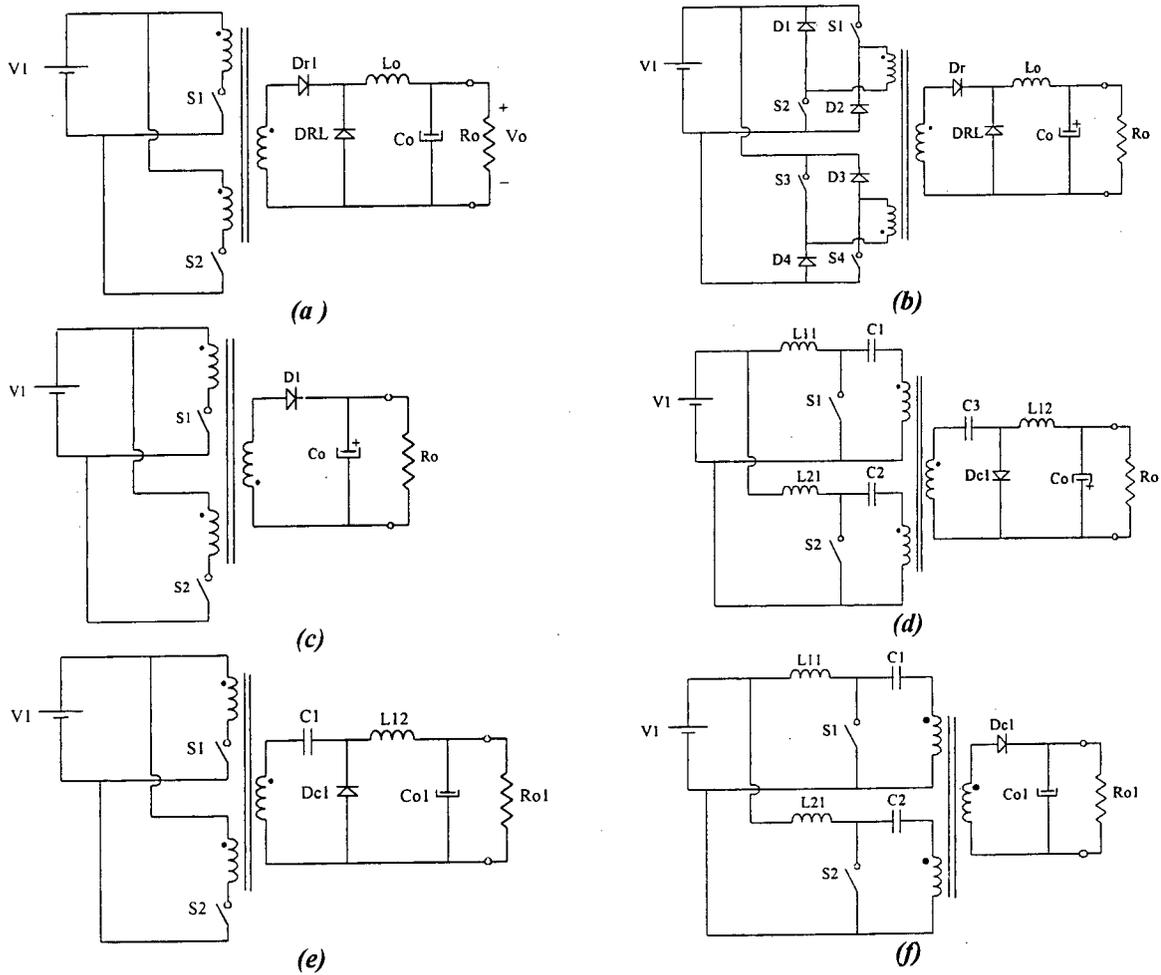


Fig. 2.8. Conversores CC-CC com transformador único e entradas em paralelo:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback;
 (d) duplo Cúk, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

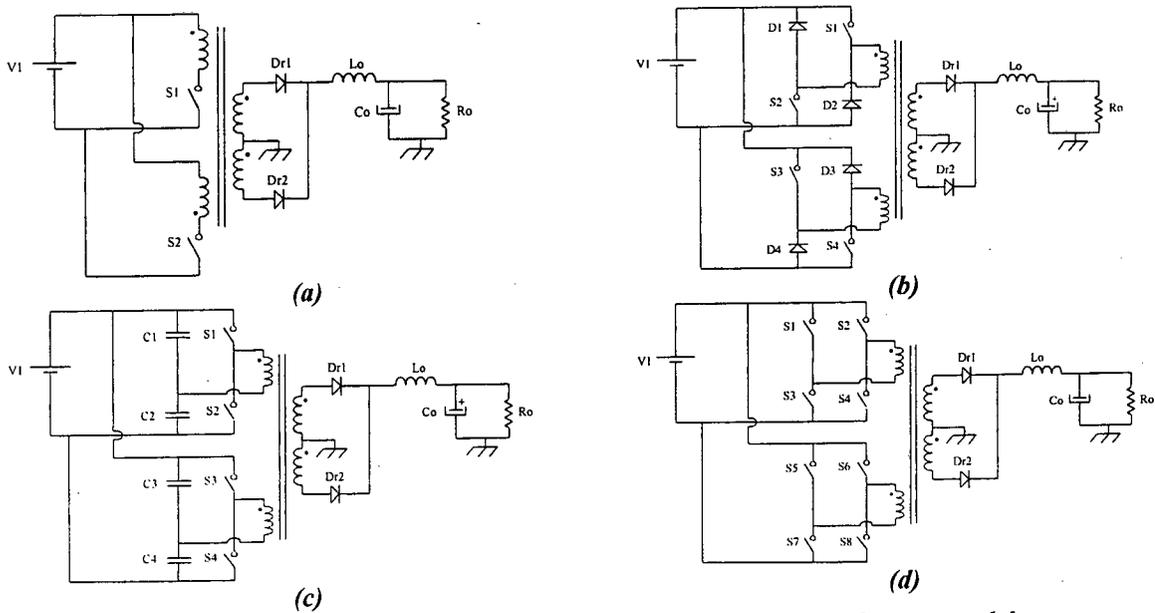


Fig. 2.9. Conversores CC-CC com transformador único e entradas em paralelo:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo meia ponte; (d) duplo ponte completa.

2.3.4. Entradas Conectadas em Série/Paralelo

Para as aplicações onde se requer elevadas tensões de entrada e elevadas correntes de entrada, é possível conectar as entradas dos conversores em série/paralelo como é mostrado no esquema geral do conversor da Fig. 2.10. Nesses tipos de conversores CC-CC as tensões de entrada e as correntes de entrada são divididas em cada conversor.

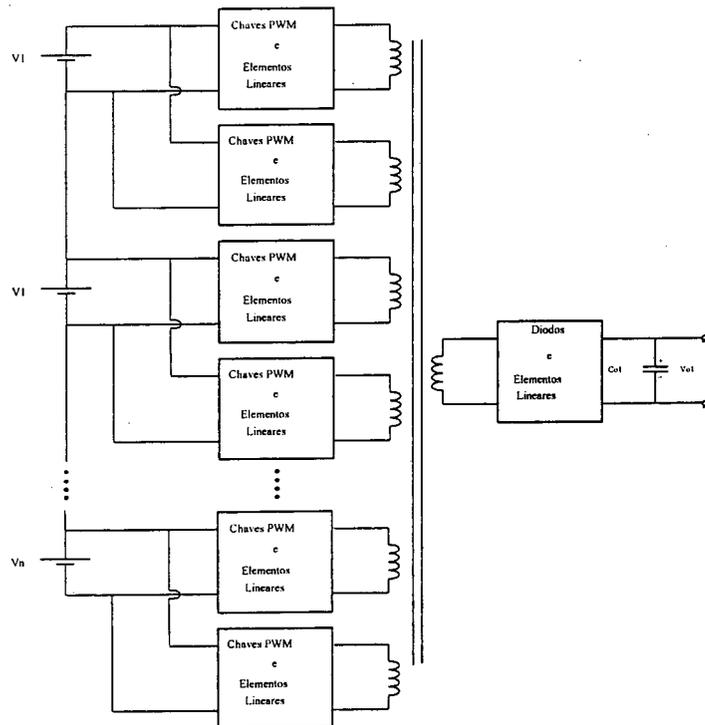


Fig. 2.10. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformador único e entradas em série/paralelo.

2.4. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes

Uma outra maneira de se obter conversores CC-CC é associando conversores com transformadores de alta frequência independentes.

Para provar o princípio de operação dos conversores propostos, da mesma maneira que para os conversores CC-CC da família anterior, são utilizadas duas estratégias de comando PWM as quais são explicadas e aplicadas a seguir.

Para operar adequadamente aos conversores CC-CC das Figs. 2.12, 2.15 e 2.18 podem ser aplicados pulsos de comando com razão cíclica menor que 0,5. Em relação aos instantes de operação de cada conversor existem duas possibilidades: os conversores podem operar ao mesmo tempo com a aplicação de um único pulso ou podem operar um de

cada vez, cada meio período, com a aplicação de dois pulsos da mesma largura e deslocados em 180°.

Por outro lado, nos conversores CC-CC das Figs. 2.13, 2.16 e 2.19 podem ser aplicados dois pulsos de comando da mesma largura e deslocados em 180°, portanto, a cada conversor corresponde um pulso. A razão cíclica de cada pulso deve ser menor que 0,5.

Nos conversores CC-CC das Figs. 2.11 e 2.14 é recomendável que as fontes de alimentação V_1, V_2, V_n apresentem o mesmo valor de tensão para que se dividam de maneira equilibrada os esforços de tensão e corrente nos componentes.

2.4.1. Entradas Independentes

O diagrama geral de um conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes e entradas independentes é mostrado na Fig. 2.11. Nas Figs. 2.12 e 2.13 são mostradas as topologias de conversores CC-CC associando dois conversores isolados básicos.

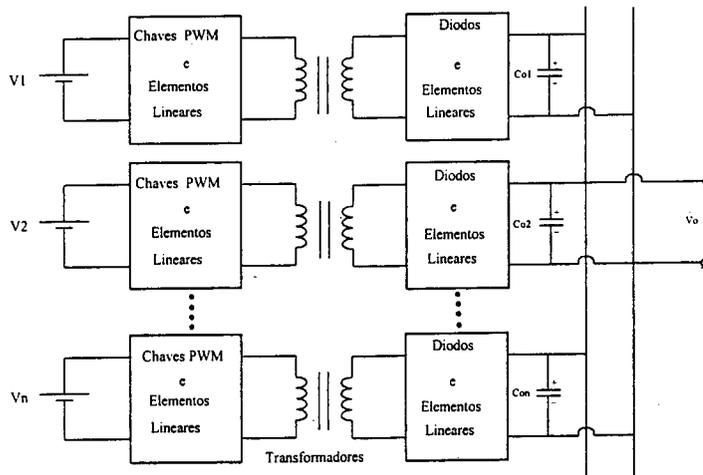
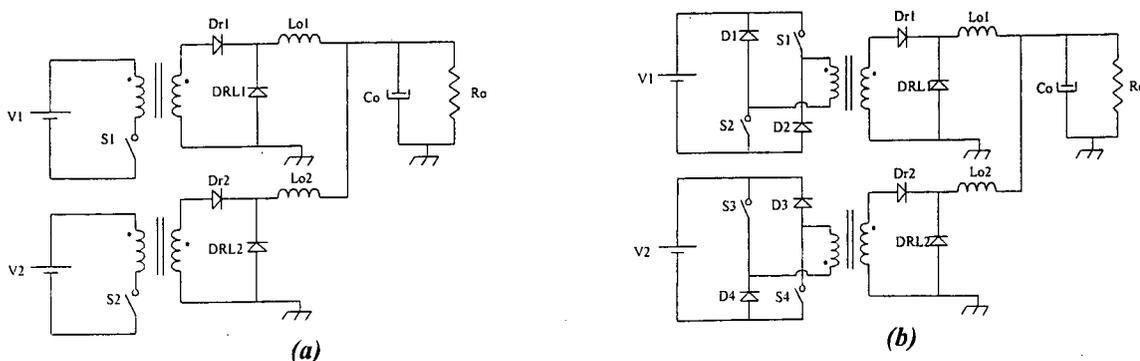


Fig. 2.11. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes e entradas independentes.



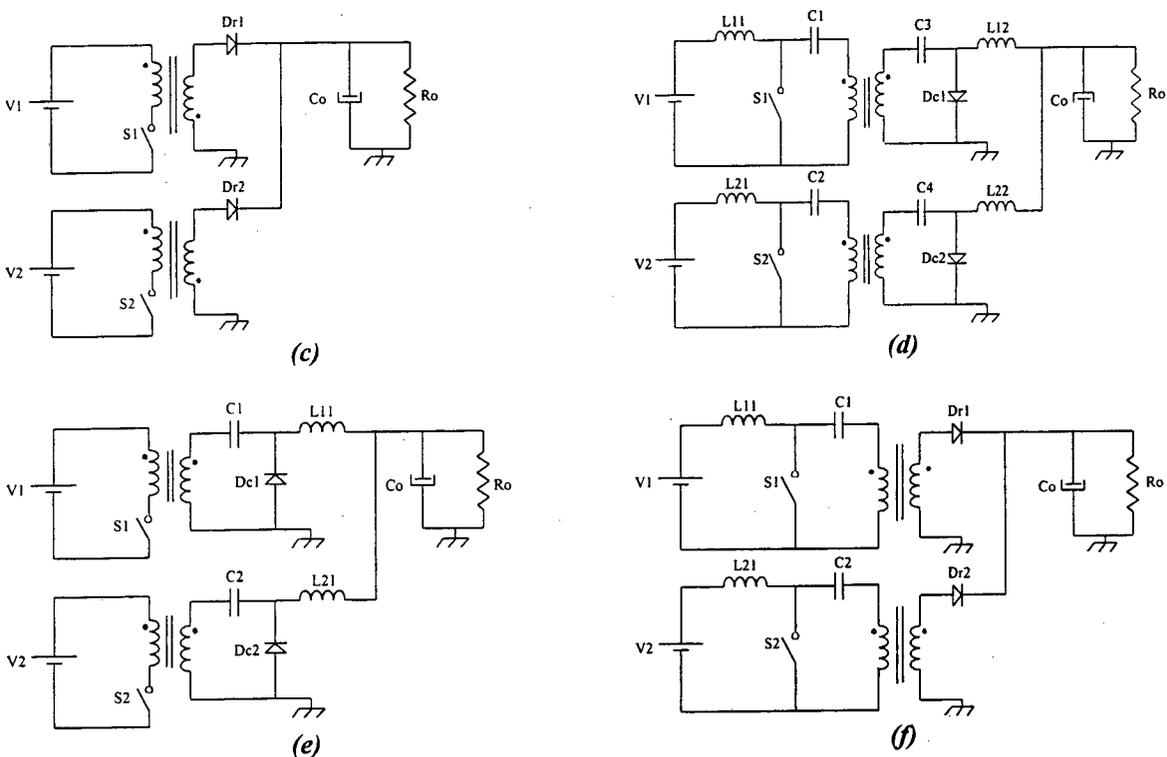


Fig. 2.12. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas independentes:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback;
 (d) duplo Cúk, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

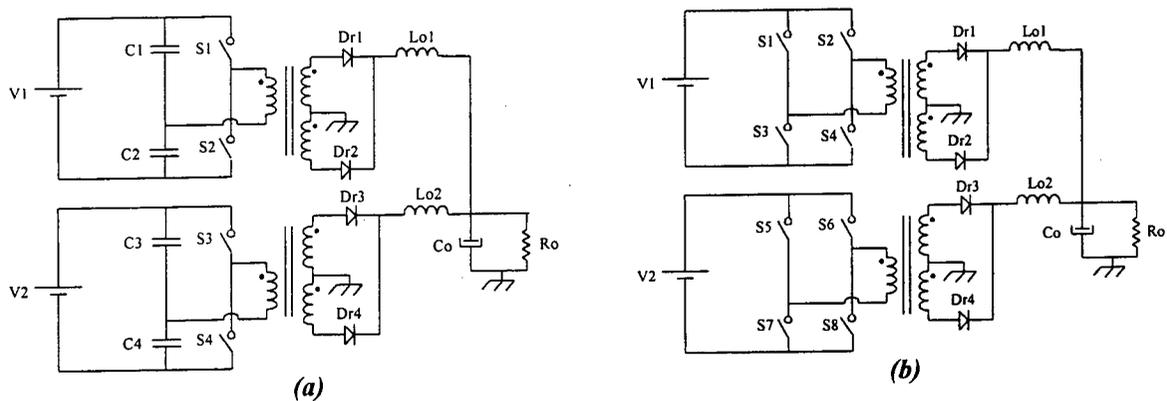


Fig. 2.13. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas independentes:
 (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa.

2.4.2. Entradas Conectadas em Série

Como cada conversor do conversor CC-CC da Fig. 2.11 é isolado com um transformador de alta frequência, suas entradas podem ser conectadas em série tal como é mostrado no diagrama geral na Fig. 2.14. No conversor apresentado na Fig. 2.14 as fontes de entrada podem ser substituídas por ramos capacitivos de elevada capacitância para poder aplicar uma única fonte de tensão de elevado valor.

Conversores CC-CC associando dois conversores isolados básicos, são mostrados nas Figs. 2.15 e 2.16.

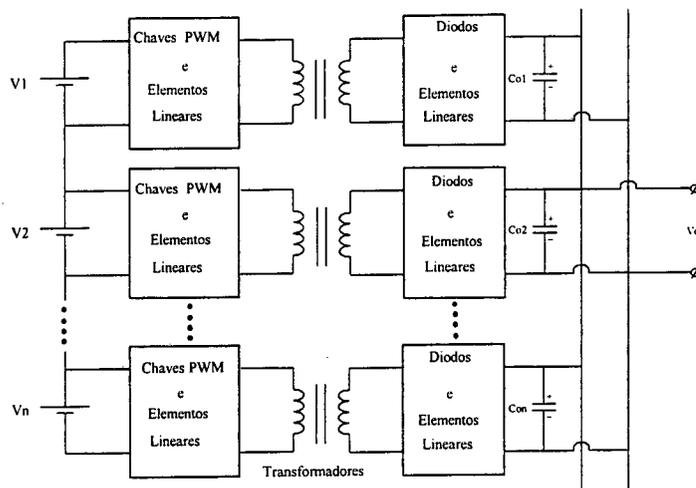


Fig. 2.14. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes e entradas em série.

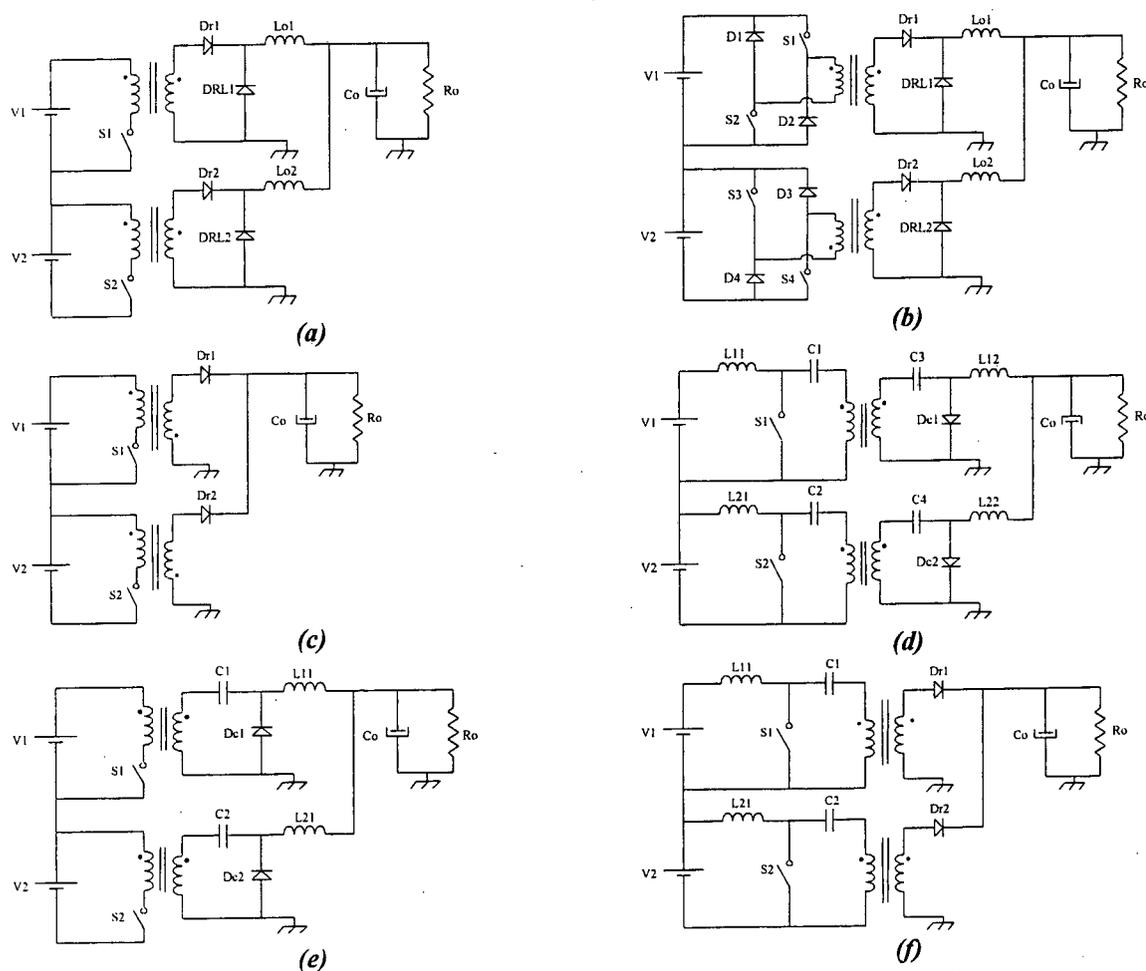


Fig. 2.15. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas em série: (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback; (d) duplo Cúk, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

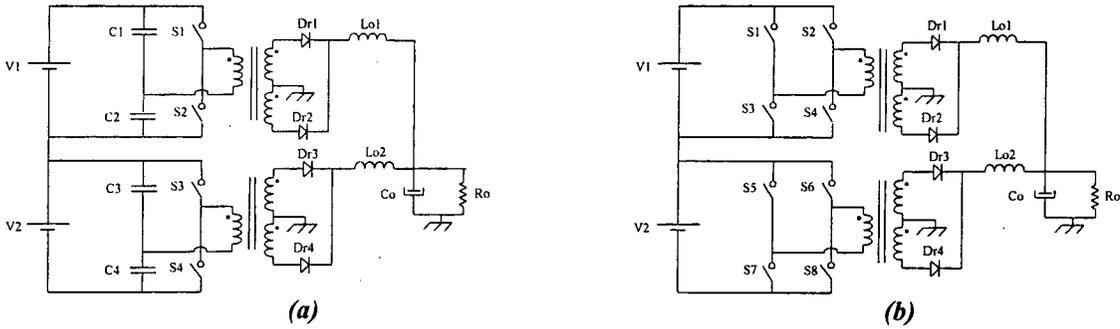


Fig. 2.16. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas independentes: (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa.

2.4.3. Entradas Conectadas em Paralelo

Quando as aplicações requerem elevadas correntes com baixas tensões de entrada, as entradas dos conversores do conversor CC-CC da Fig. 2.11 podem ser conectadas em paralelo, como é mostrado por meio de um diagrama geral na Fig. 2.17. Neste conversor as correntes de entrada são distribuídas através de cada conversor.

As aplicações associando dois conversores isolados básicos são mostradas nas Figs. 2.18 e 2.19.

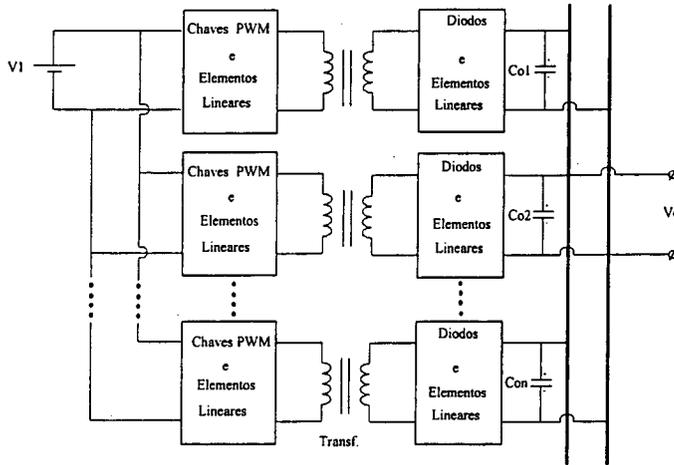
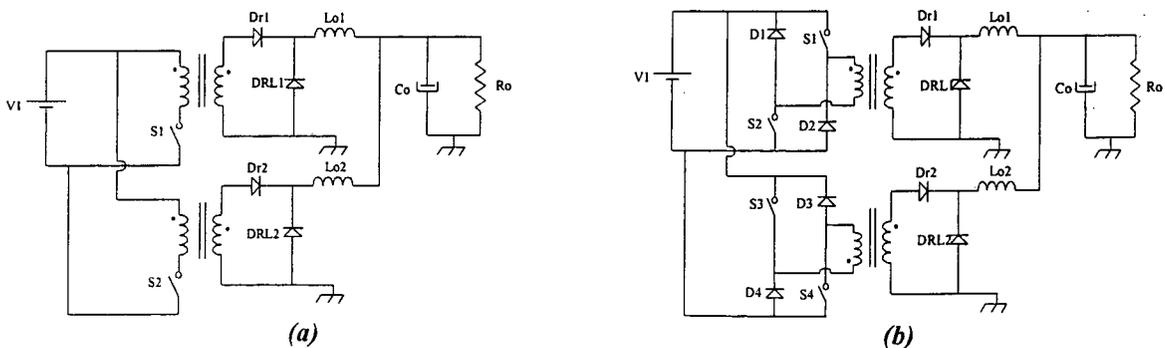


Fig. 2.17. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes e entradas em paralelo.



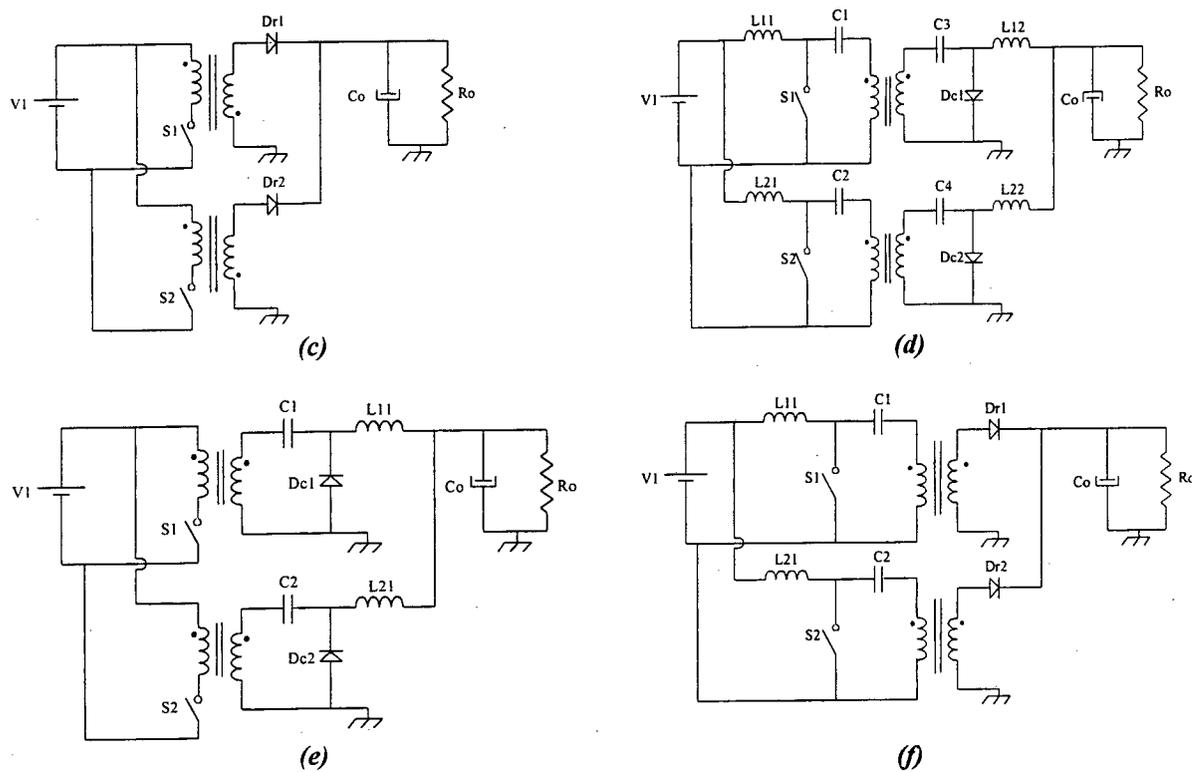


Fig. 2.18. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas em paralelo:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback;
 (d) duplo Cük, (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

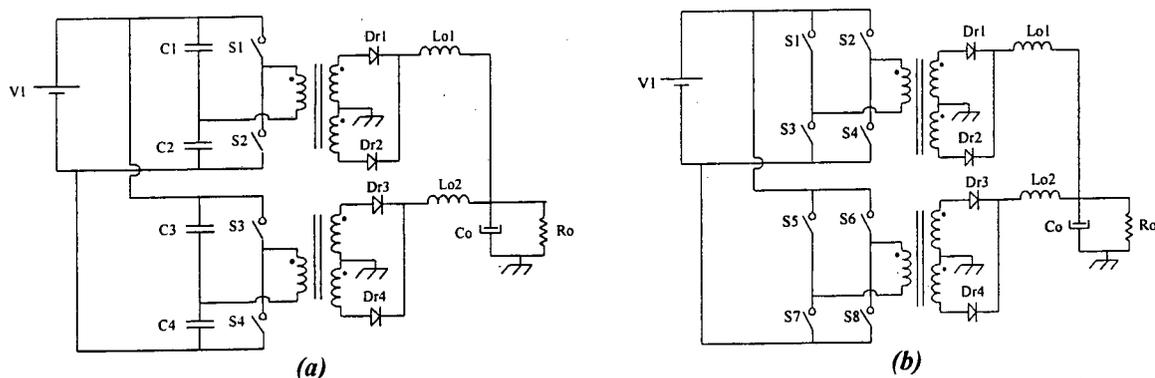


Fig. 2.19. Conversores CC-CC com transformadores independentes e entradas em paralelo:
 (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa.

2.4.4. Entradas Conectadas em Série/Paralelo

Em aplicações onde as tensões e correntes de entrada são elevadas é possível realizar conexões em série/paralelo segundo o diagrama geral mostrado na Fig. 2.20. Nesses tipos de conversores CC-CC as tensões de entrada e as correntes de entrada são divididas entre cada conversor.

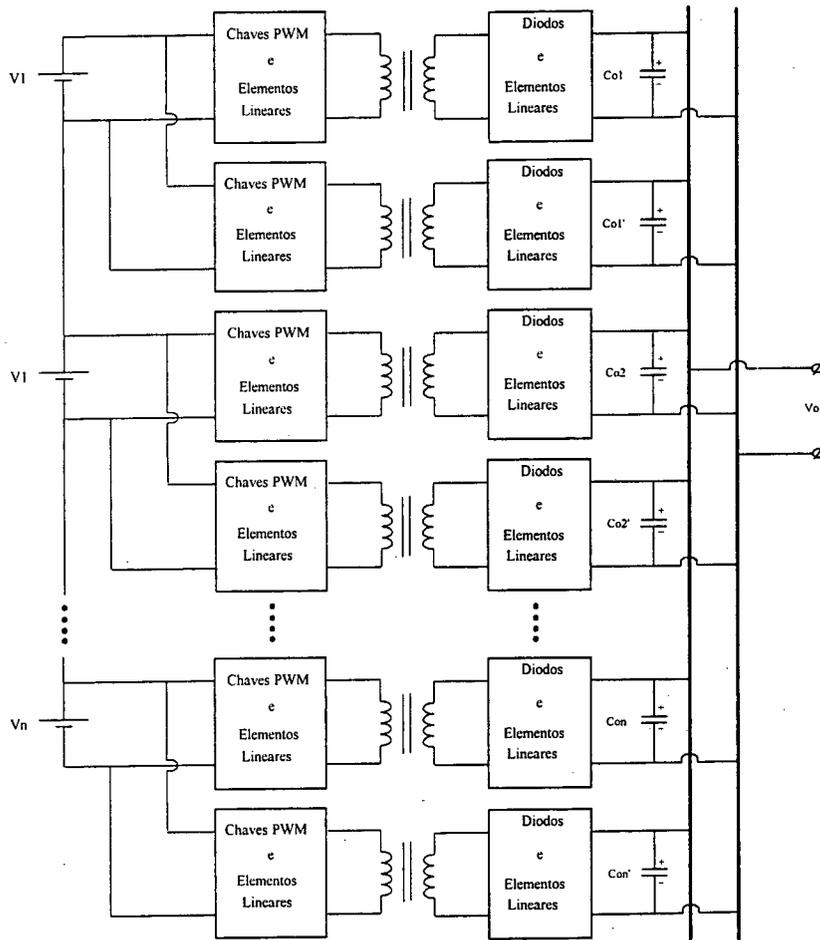


Fig. 2.20. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes e entradas em série/paralelo.

2.5. Conversores CC-CC de Múltiplos Conversores com Transformadores Independentes e Secundários em Série

Também é possível gerar conversores CC-CC conectando em série os secundários dos transformadores independentes de cada conversor. Preservando a simetria dos conversores, a conexão em série dos secundários dos transformadores garante a circulação da mesma corrente através dos primários dos transformadores, deste modo através dos conversores existe uma distribuição equilibrada de corrente. Para poder conseguir isso, os instantes de transferência de energia de cada conversor deve ser o mesmo, mais detalhes sobre a estratégia de controle PWM para verificar os princípios de operação dos conversores CC-CC é explicada a seguir.

Para os conversores CC-CC das Figs. 2.22, 2.25 e 2.28, operarem adequadamente, os interruptores de potência devem fechar e abrir simultaneamente com a aplicação de um mesmo pulso de comando com razão cíclica menor que 0,5.

Por outro lado, nos conversores CC-CC das Figs. 2.23, 2.26, 2.29 é possível aplicar dois pulsos de comando iguais com razão cíclica menor que 0,5 e deslocados em 180°. A simetria dos pulsos de comando é importante para poder evitar a saturação do transformador de alta frequência e conseguir um equilíbrio de corrente através dos conversores.

Nos conversores CC-CC das Figs. 2.21 e 2.24 as fontes de alimentação V_1, V_2, V_n devem ter o mesmo valor para dividir de maneira equilibrada os esforços de tensão e corrente nos componentes e, por outro lado, evitar a saturação dos transformadores de alta frequência.

2.5.1. Entradas Independentes

Na Fig. 2.21 é mostrado o diagrama geral de um conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas independentes. As topologias geradas associando dois conversores isolados básicos são mostradas nas Figs. 2.22 e 2.23.

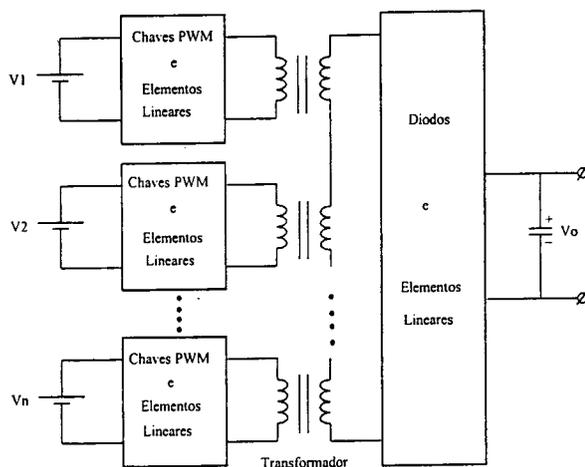
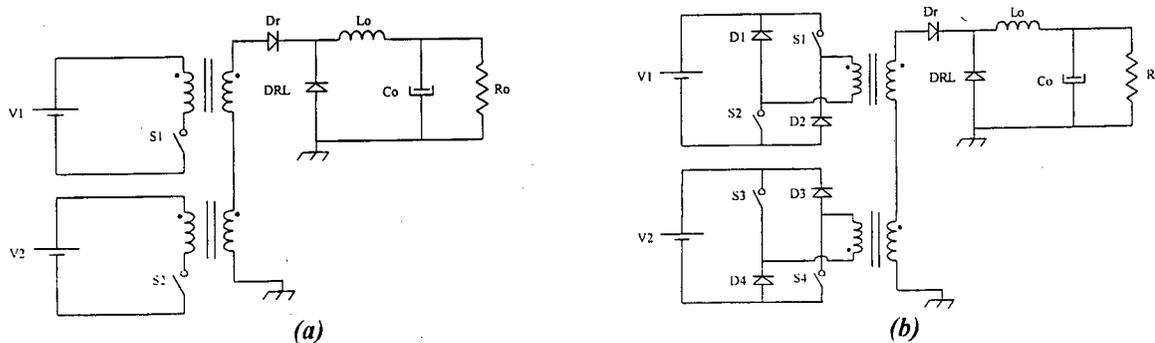


Fig. 2.21. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas independentes.



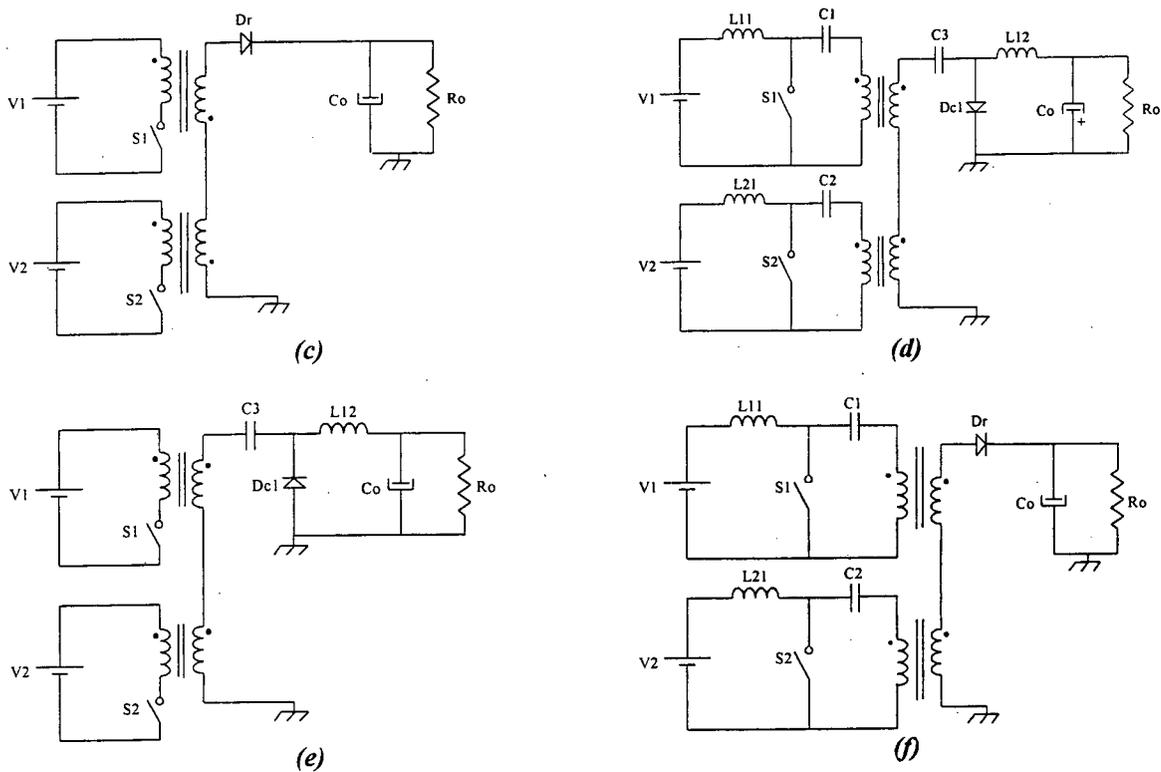


Fig. 2.22. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas independentes:
 (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback;
 (d) duplo Cük; (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

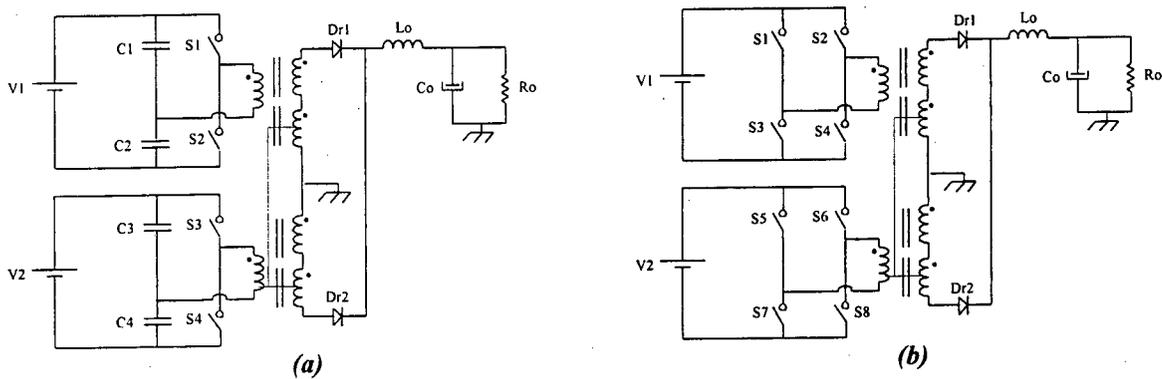


Fig. 2.23. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas independentes:
 (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa

2.5.2. Entradas Conectadas em Série

Como os conversores do conversor CC-CC da Fig. 2.21 são isolados utilizando transformadores de alta frequência, é possível conectar todas as entradas em série como é mostrado no diagrama geral na Fig. 2.24. Neste tipo de conversores quando se deseja aplicar uma única fonte de alta tensão, as fontes de alimentação V_1, V_2, \dots, V_n podem ser substituídas por ramos capacitivos para dividir sobre eles a tensão total de entrada.

As topologias geradas associando dois conversores isolados básicos são mostradas nas Figs. 2.25 e 2.26.

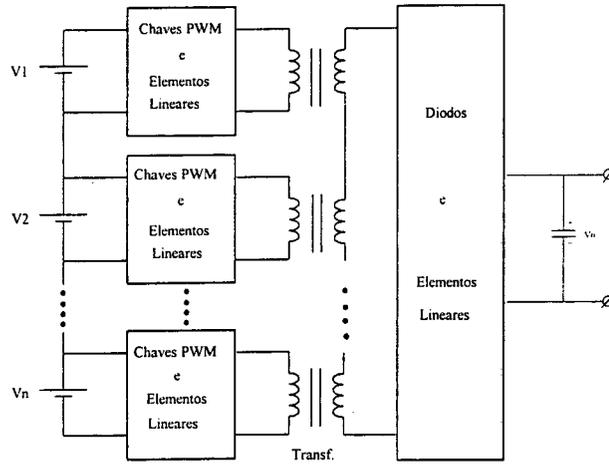


Fig. 2.24. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em série.

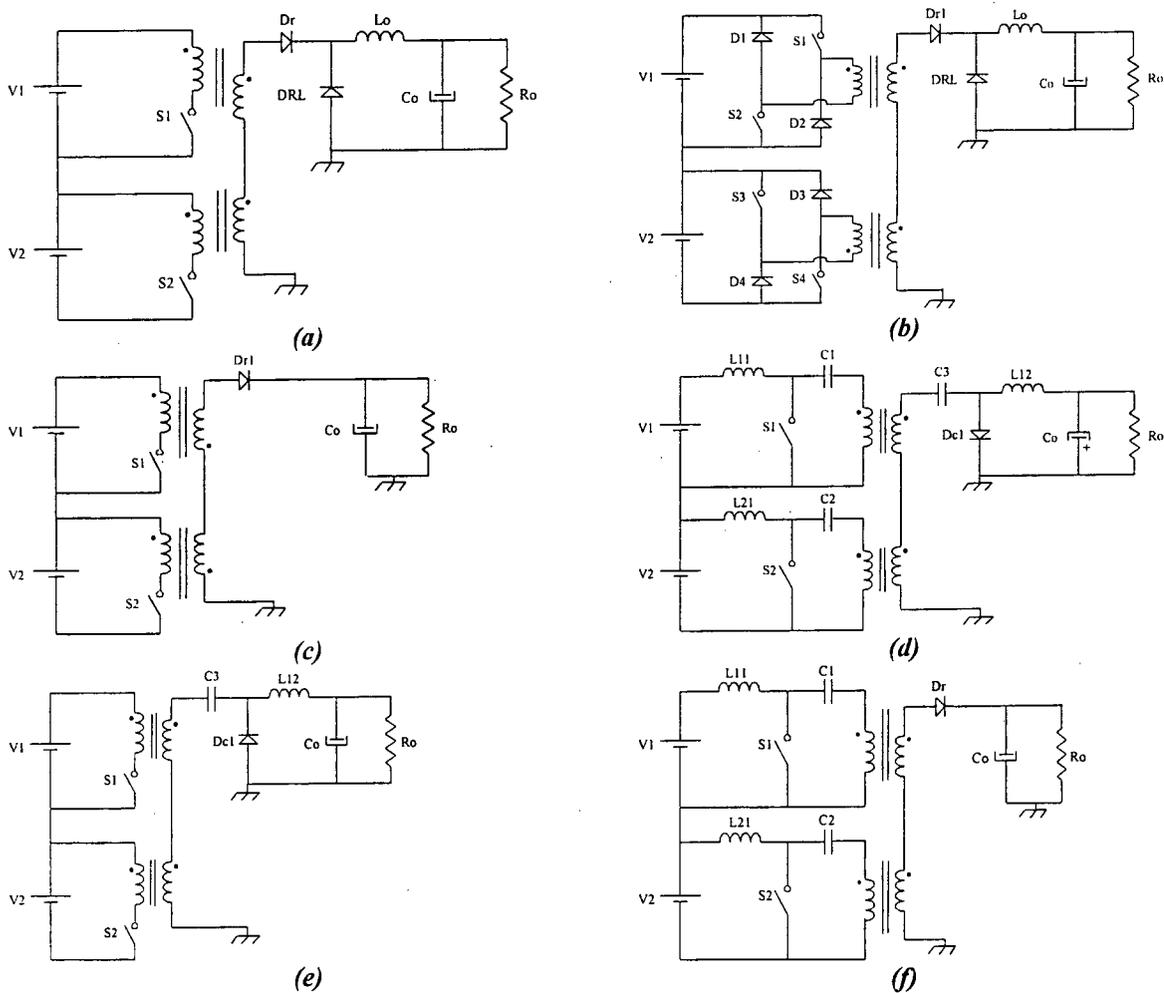


Fig. 2.25. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em série: (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback; (d) duplo Cúk; (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

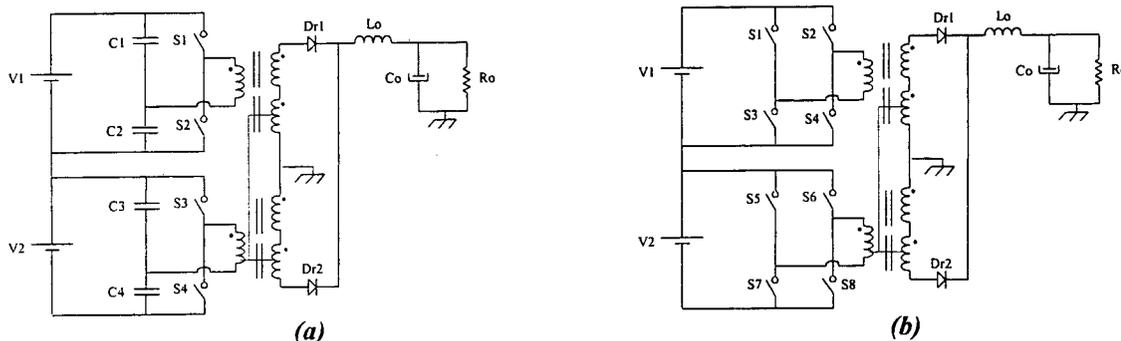


Fig. 2.26. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em série:
 (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa.

2.5.3. Entradas Conectadas em Paralelo

Quando a aplicação requer elevadas correntes em baixas tensões, as entradas do conversor da Fig. 2.21 podem ser conectadas em paralelo como é mostrado no diagrama geral na Fig. 2.27. Neste tipo de conversor a corrente total de entrada é distribuída através de cada conversor.

As topologias geradas a partir da associação de dois conversores isolados básicos são mostradas nas Figs. 2.28 e 2.29.

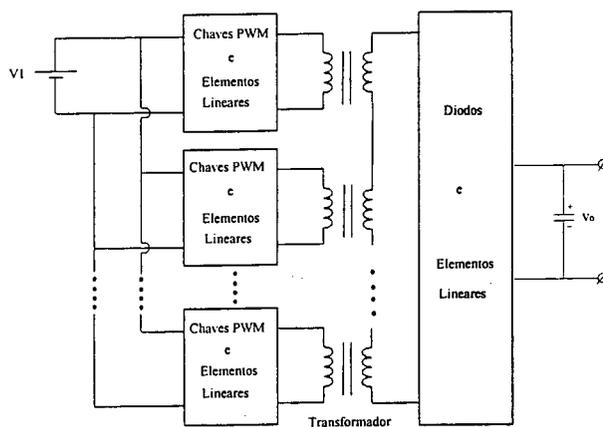
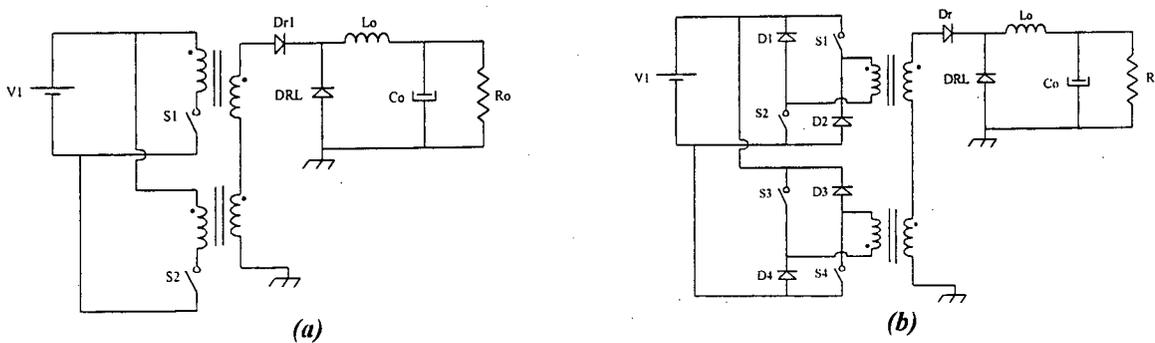


Fig. 2.27. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em paralelo.



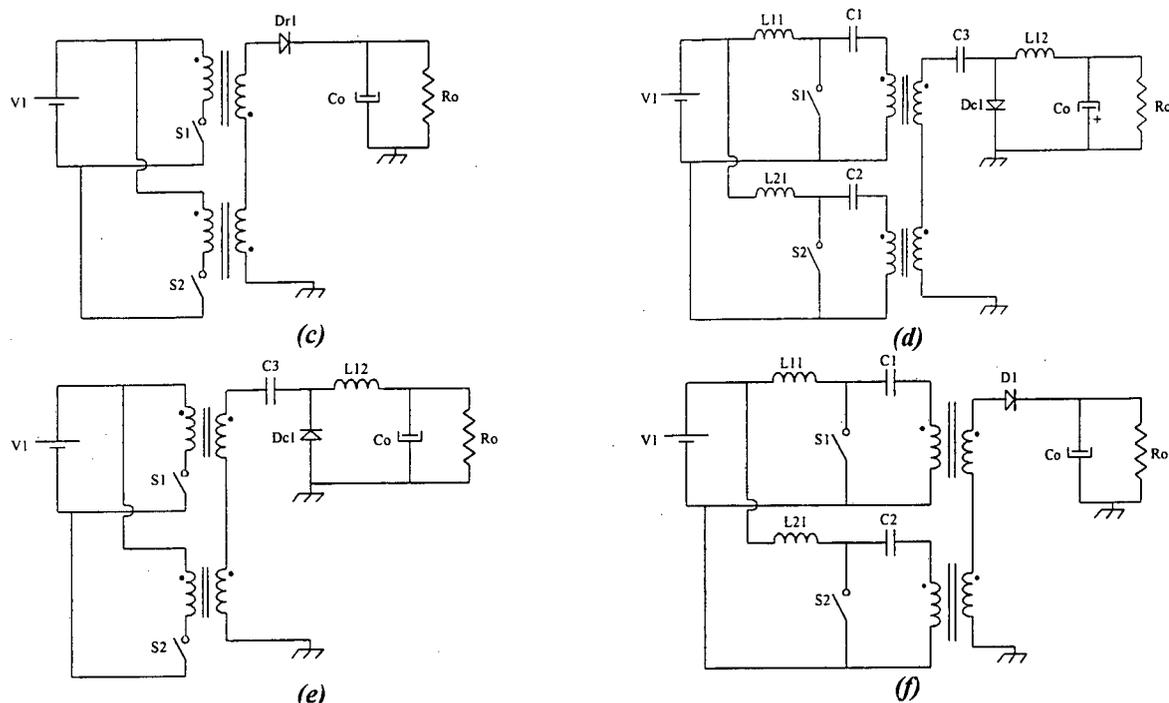


Fig. 2.28. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em paralelo: (a) duplo forward 1; (b) duplo forward 2; (c) duplo flyback; (d) duplo Cük; (e) duplo zeta; (f) duplo sepic.

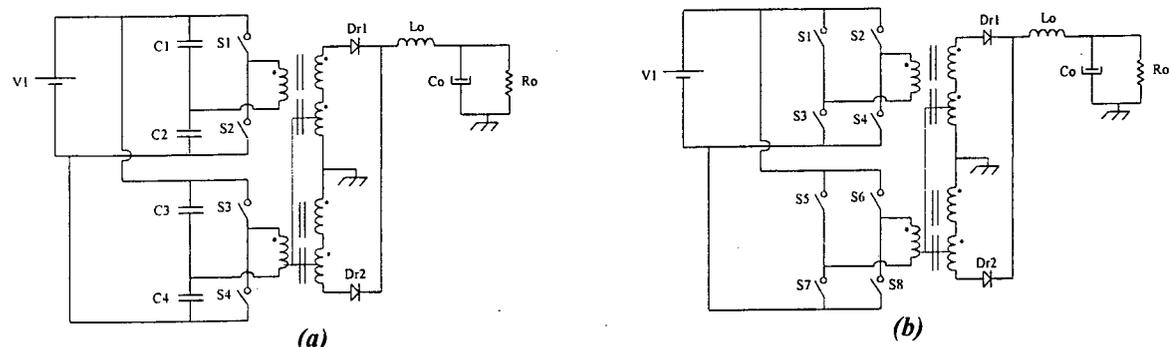


Fig. 2.29. Conversores CC-CC com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em paralelo: (a) duplo meia ponte; (b) duplo ponte completa.

2.5.4. Entradas Conectadas em Série/Paralelo

Para aplicações em elevadas tensões e elevadas correntes, as entradas dos conversores podem ser conectadas em série/paralelo tal como é mostrado o diagrama geral na Fig. 2.30. Neste tipo de conversores as tensões de entrada e as correntes de entrada são divididas em cada conversor.

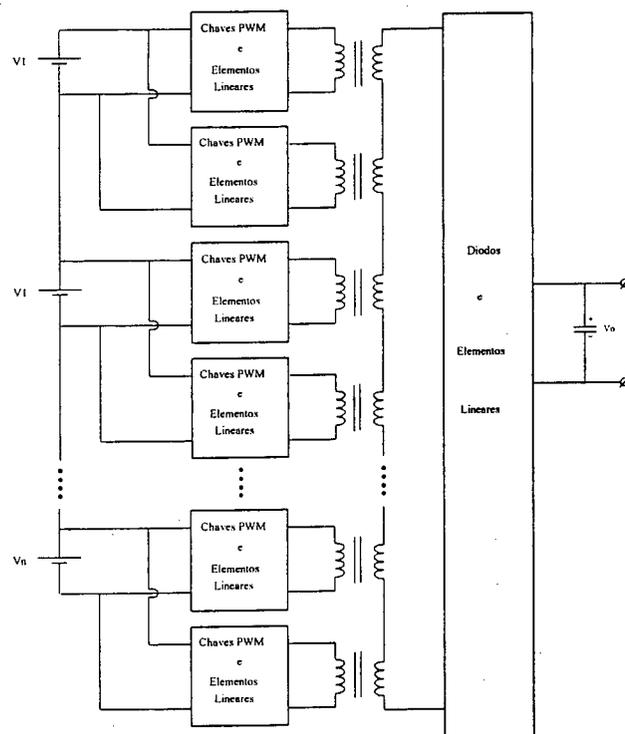


Fig. 2.30. Conversor CC-CC de múltiplos conversores com transformadores independentes, enrolamentos secundários em série e entradas em série/paralelo.

2.6. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas três famílias de conversores CC-CC isolados. Cada uma delas é capaz de operar de quatro maneiras diferentes, dependendo do estado de conexão das entradas dos conversores. Os estados das entradas dos conversores podem ser independentes, conectados em série, conectados em paralelo ou conectados em série/paralelo. A escolha do estado em uma aplicação prática dependerá dos valores das tensões de alimentação e das correntes de entrada.

Todos os conversores CC-CC mostrados neste capítulo, necessitam somente de um único circuito de controle para controlar o fluxo de potência das fontes de alimentação à carga e manter a tensão de saída constante.

Entre as três famílias, a primeira e a terceira são as mais adequadas para realizar a associação de conversores. Na primeira família, o acoplamento magnético permite a transferência de energia de um conversor a outro e vice-versa para equilibrar a tensão sobre os capacitores de entrada. Por outro lado, na terceira família, a circulação simultânea de corrente pelos enrolamentos secundários conectados em série garante a distribuição equilibrada de corrente pelos enrolamentos primários do transformador.

CAPÍTULO IV

OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO DESACOPLADOS

4.1. Introdução

Neste capítulo é realizado um estudo de otimização do conversor CC-CC proposto no capítulo anterior com a topologia mostrada na Fig. 4.1. Com os parâmetros de projeto tomados arbitrariamente o conversor teve uma baixa eficiência em condições de plena carga. Por esta razão, viu-se a necessidade de realizar um estudo cuidadoso sobre os parâmetros relacionados com as perdas. Os principais parâmetros identificados, que estão diretamente relacionados com as perdas, são a frequência de operação e a redução da razão cíclica de controle. A estes dois parâmetros se soma a tecnologia do semiconductor de potência, cujas características também estão relacionadas com as perdas. A escolha do semiconductor joga um papel importante dentro do processo de otimização, por este motivo, são dadas atenções a dois tipos de interruptores ativos. Também é dada importância aos interruptores passivos ou diodos.

Uma vez identificados os parâmetros relacionados com as perdas, são encontrados os valores ótimos da redução da razão cíclica (ΔD) e da frequência de operação (f_s). Também é apresentado um critério para escolher os semicondutores controlados. O estudo teórico é validado por meio de um protótipo desenvolvido com as mesmas especificações do conversor do capítulo anterior.

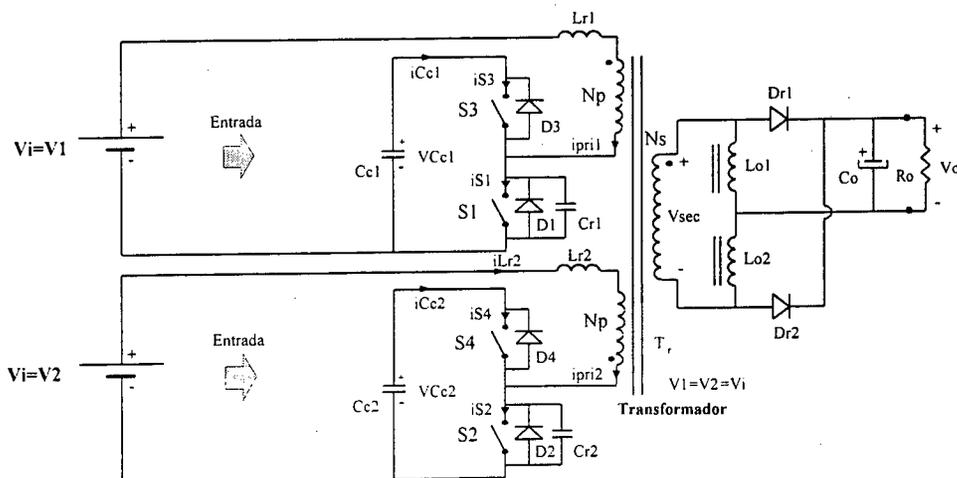


Fig. 4.1. Conversor CC-CC ZVS-PWM com grampeamento ativo.

4.2. Determinação da Redução da Razão Cíclica Ótima

Os indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} são os responsáveis pela redução da razão cíclica e os esforços de corrente adicionais nos componentes do conversor. Quando são utilizados indutores com indutâncias muito pequenas, a perda de razão cíclica é baixa, porém em contrapartida, as correntes eficazes através dos componentes são elevadas, provocando perdas também elevadas. Por outro lado, quando as indutâncias são grandes, a perda de razão cíclica também é grande, situação que provoca um excesso de circulação de energia reativa que causa simplesmente perdas nos componentes. Neste sentido, deve-se encontrar um valor de redução de razão cíclica adequado que permita menores esforços de corrente e menores perdas nos componentes do conversor. Para isso, é necessário comparar a corrente média de entrada com a corrente eficaz através do indutor de comutação.

A corrente média de entrada de cada fonte de alimentação é definida pela Eq. (4.1).

$$I_{i_{md}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left[-I_1 + \frac{V_i}{L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[I_4 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[I_5 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_4} \left[-I_2 + \frac{(1-D) \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt + \int_0^{\Delta t_5} \left[I_3 - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot L_r} \cdot t \right] dt \right\} \quad (4.1)$$

Substituindo os valores e integrando, obtém-se a Eq. (4.2).

$$I_{i_{md}} = \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} \cdot \left[D - \frac{2 \cdot n \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s \cdot (2-D)}{V_i} \right] \quad (4.2)$$

Substituindo a Eq. (3.42) na Eq. (4.2), a corrente média resulta:

$$I_{i_{md}} = \frac{\Delta D}{4 \cdot (2-D)} \cdot \frac{V_i}{f_s \cdot L_r} \cdot [D - \Delta D] \quad (4.3)$$

Normalizando a Eq. (4.3), tem-se:

$$\overline{I_{i_{md}}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{i_{md}} \quad (4.4)$$

$$\overline{I_{i_{md}}} = \frac{\Delta D \cdot (D - \Delta D)}{4 \cdot (2-D)^2} \quad (4.5)$$

A corrente média de entrada normalizada, em função de ΔD e tomando a razão cíclica D como parâmetro, é apresentada graficamente na Fig. 4.2.a.

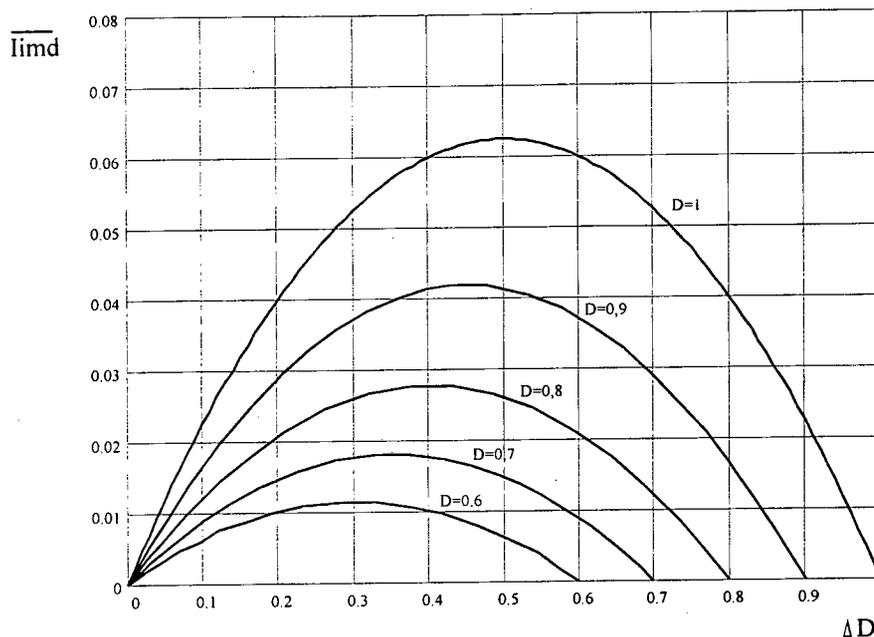


Fig. 4.2.a. Corrente média de entrada normalizada em função de ΔD.

A corrente eficaz através de cada indutor de comutação é definida na Eq. (3.87), e representada de maneira normalizada na Eq. (3.89).

Na Eq. (4.6) é dada a relação entre a corrente média de entrada e a corrente eficaz através do indutor de comutação.

$$\frac{\overline{I_{imd}}}{I_{Lref}} = \frac{\frac{\Delta D \cdot (D - \Delta D)}{4 \cdot (2 - D)^2}}{\left[\frac{1}{48 \cdot (2 - D)^2} \cdot \left[(D^4 - 2D^3 + D^2) + \frac{2 \cdot \Delta D^3}{(2 - D)^3} \cdot (D^3 - 3D^2 + 6D - 8) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{3 \cdot \Delta D^4}{(2 - D)^4} \cdot (D^2 - 4D + 4) + \frac{6 \cdot \Delta D^2}{(2 - D)^2} \cdot (D^2 - 2D + 2) \right] \right]^{1/2}} \quad (4.6)$$

A relação entre as correntes em função da redução da razão cíclica D, dada pela Eq. (4.6), é apresentada graficamente na Fig. 4.2.b.

Para uma razão cíclica dada, no máximo ponto da curva a quantidade energia reativa circulando no lado primário do transformador é menor. Na prática, uma vez que a razão cíclica máxima é assumida, a correspondente curva proporciona a ótima redução da razão cíclica, ΔD.

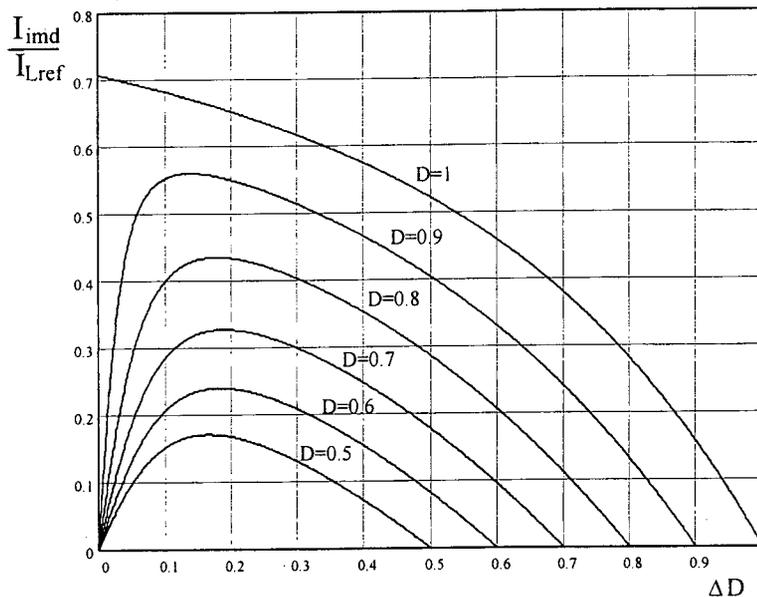


Fig. 4.2.b. Relação da corrente média de entrada com a corrente eficaz no indutor de comutação, como função de ΔD .

4.3. Escolha do Semicondutor Controlado e Determinação da Frequência de Operação Ótima

Em conversores CC-CC com comutação dissipativa ou suave, a escolha do tipo de semicondutor e a frequência de operação tem uma vital importância para que o conversor apresente uma ótima eficiência, menores volume e/ou peso.

Está provado teórico e experimentalmente que à medida que a frequência de operação do conversor aumenta, as dimensões e volumes dos elementos magnéticos (transformadores e indutores) assim como dos capacitores reduzem, por outro lado, os volumes dos dissipadores aumentam devido às perdas de comutação. Daí surge a dúvida, qual é a frequência ótima para poder minimizar o tamanho e peso do conversor. Uma maneira simples de obter a frequência ótima de operação é comparando o volume físico ocupado pelos dissipadores de calor com o volume físico ocupado pelos elementos magnéticos e capacitivos, tal como é apresentado em [53, 54, 55]. Naturalmente esta frequência ótima varia de conversor para conversor segundo o nível de potência, os dispositivos de comutação, o tipo de refrigeração, a técnica de comutação, etc.

Neste item é determinada a frequência de operação ótima para o conversor CC-CC proposto no capítulo anterior (mostrado na Fig. 4.1). Para esta finalidade é aplicado o critério de comparação de volumes indicado anteriormente. Como a escolha do tipo de interruptor ativo é importante para se conseguir uma boa eficiência, são estudados os

interruptores ativos MOSFET's e IGBT's. Para fundamentar o critério é dado um procedimento com exemplo prático para um protótipo de 3kW.

Neste sessão a maioria dos cálculos de perdas, projetos e volumes são realizados com auxílio do *software MATHCAD* [56].

4.3.1. Especificações do Conversor

O conversor a ser otimizado apresenta as seguintes especificações:

$V_i=200V$: tensão de entrada

$V_o=60V$: tensão de saída

$P_o=3000W$: potência de saída

$I_o=50A$ corrente de saída

Para as condições de plena carga, assume-se a razão cíclica $D_{max}=0,8$ e a ondulação de corrente em cada indutor do filtro de saída de $\Delta I_{L_{o1}}=10A$.

A ótima redução de razão cíclica é encontrada no ponto máximo da curva correspondente a $D=0,8$ na Fig. 4.2.b. Portanto, o valor ótimo é $\Delta D_{max}=0,18$.

A relação de transformação do transformador é determinada a partir da Eq. (3.47).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2 \cdot (2 - D_{max})}{(D_{max} - \Delta D_{max})} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot (2 - 0,8)}{(0,8 - 0,18)} \cdot \frac{60}{200} = 1,16$$

4.3.2. Procedimento para Determinar a Freqüência

Todo o estudo realizado neste trabalho é para as condições nominais de potência de saída, tensão de saída e tensão de entrada.

Para determinar a freqüência de operação devem ser seguidos os seguintes passos:

- inicialmente conhecer os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor;
- determinar as perdas nos semicondutores;
- dimensionar os dissipadores de calor para os semicondutores;
- dimensionar os elementos magnéticos;
- dimensionar os elementos capacitivos.

Os dimensionamentos devem ser feitos a cada 10kHz na faixa de 10 a 100kHz. Finalmente realizar um gráfico de volumes em função da frequência de operação.

A. Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores, Elementos Magnéticos e Capacitores

As correntes média e eficaz através dos semicondutores de potência, enrolamentos dos elementos magnéticos e capacitores são independentes da frequência de operação do conversor. Todos os esforços dados a seguir são para a condição de plena carga.

• Interruptores Principais e Auxiliares

As correntes de pico nos semicondutores são valores obtidos justamente antes do bloqueio.

Interruptor Principal S_1

A tensão máxima é obtida utilizando a Eq. (3.107).

$$V_{S1\max} = \frac{2}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

A corrente eficaz através do interruptor é encontrada usando a Eq. (4.7).

$$I_{S1\text{ef}} = I_{S1\text{ef}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.7)$$

A corrente eficaz normalizada é encontrada a partir da Fig. 3.9 para $\Delta D_{\max}=0,18$.

$$I_{S1\text{ef}} = 0,03705 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 14,33A$$

A corrente média através do interruptor é obtida através da Eq. (4.8).

$$I_{S1\text{md}} = I_{S1\text{md}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.8)$$

A corrente média normalizada é obtida pela Fig. 3.8 para $\Delta D_{\max}=0,18$.

$$I_{S1\text{md}} = 0,0207 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 8,01A$$

A corrente de pico no interruptor é igual a corrente de pico no indutor de comutação L_{r1} ($I_{S1\text{pico}}=I_{Lr1\text{pico}}$). O valor da corrente é determinado pela Eq. (4.9).

$$I_{S1\text{pico}} = I_{S1\text{pico}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.9)$$

A corrente de pico normalizada é obtida através da Fig. 3.15, para $\Delta D_{\max}=0,18$.

$$I_{S1\text{pico}} = 0,09021 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 34,88\text{A}$$

Interruptor Auxiliar S_3

A tensão máxima é obtida utilizando a Eq. (3.107).

$$V_{S3\text{max}} = \frac{2}{(2 - D_{\max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34\text{V}$$

A corrente eficaz através do interruptor é encontrada com a Eq. (4.10).

$$I_{S3\text{ef}} = \overline{I_{S3\text{ef}}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.10)$$

A corrente eficaz normalizada é encontrada através da Fig. 3.12, para $\Delta D_{\max}=0,18$.

$$I_{S3\text{ef}} = 0,01376 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 5,32\text{A}$$

A corrente média através do interruptor é encontrada com a Eq. (4.11).

$$I_{S3\text{md}} = \overline{I_{S3\text{md}}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.11)$$

A corrente média normalizada é obtida através da Fig. 3.11, para $\Delta D_{\max}=0,18$.

$$I_{S1\text{md}} = 0,007 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 2,71\text{A}$$

A corrente de pico no interruptor é igual a corrente I_1 no indutor de comutação L_{r1} (ver Fig. 3.4). Portanto, $I_{S3\text{pico}}=I_1$. A corrente I_1 normalizada é encontrada através da Eq. 3.27, e é dada pela Eq. (4.12).

$$\overline{I_{S3\text{pico}}} = \overline{I_1} = \left[\frac{\Delta D_{\max} \cdot (1 - D_{\max})}{2 \cdot (2 - D_{\max})^2} + \frac{\Delta D_{\max}^2}{4 \cdot (2 - D_{\max})^2} + \frac{D_{\max} \cdot (1 - D_{\max})}{4 \cdot (2 - D_{\max})} \right] \quad (4.12)$$

Substituindo valores em (4.12), tem-se:

$$\overline{I_{S3\text{pico}}} = \overline{I_1} = \left[\frac{0,18 \cdot (1 - 0,8)}{2 \cdot (2 - 0,8)^2} + \frac{0,18^2}{4 \cdot (2 - 0,8)^2} + \frac{0,8 \cdot (1 - 0,8)}{4 \cdot (2 - 0,8)} \right] = 0,0515$$

A corrente de pico normalizada é encontrada com a Eq. (4.13)

$$I_{S3\text{pico}} = \overline{I_{S3\text{pico}}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.13)$$

Substituindo valores na Eq. (4.13), tem-se:

$$I_{S3pico} = 0,0515 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 19,9A$$

• Diodos Retificadores de Saída

A máxima tensão sobre os diodos retificadores sem considerar o efeito da recuperação é determinada com auxílio da Eq. (3.109). Portanto,

$$V_{Dr1} = V_{Dr2} = n \cdot \frac{1}{(2 - D_{max})} \cdot V_i = 1,16 \cdot \frac{1}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 193,33V$$

A corrente média que circula através de cada diodo é determinada usando a Eq. (3.94). Portanto,

$$I_{Dr1md} = I_{Dr2md} = \frac{I_o}{2} = \frac{50}{2} = 25,0A$$

• Indutores de Comutação

A corrente eficaz que circula através dos indutores de comutação é encontrada com a Eq. (4.14).

$$I_{Lr1ef} = \overline{I_{Lr1ef}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{max})}{\Delta D_{max}} \quad (4.14)$$

A corrente eficaz normalizada é obtida através da Fig. 3.14, para $\Delta D_{max}=0,18$.

$$I_{Lr1ef} = 0,045 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 17,4A$$

A corrente de pico nos indutores é encontrada com a Eq. (4.15).

$$I_{Lr1pico} = \overline{I_{Lr1pico}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{max})}{\Delta D_{max}} \quad (4.15)$$

A corrente de pico normalizada é determinada através da Fig. 3.15.

$$I_{Lr1pico} = 0,09021 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 34,88A$$

• Capacitores Grampeadores

A máxima tensão sobre os capacitores grampeadores é determinada com a Eq. (3.110). Portanto,

$$V_{Cclmax} = \frac{2}{(2 - D_{max})} \cdot V_i = \frac{2}{(2 - 0,8)} \cdot 200 = 333,34V$$

A corrente eficaz que circula através de cada capacitor é encontrado com a Eq. (4.16).

$$I_{C_{cef}} = I_{C_{cef}} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\max})}{\Delta D_{\max}} \quad (4.16)$$

A corrente eficaz normalizada é determinada através da Fig. 3.13.

$$I_{C_{cef}} = 0,025 \cdot \frac{1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)}{0,18} = 9,67A$$

• Indutores do Filtro de Saída

As correntes eficaz e de pico que circulam através dos indutores do filtro de saída são determinadas através das Eqs. (3.98) e (3.99).

$$I_{L_{olef}} \cong \frac{I_o}{2} = \frac{50}{2} = 25,0A$$

$$I_{L_{olpico}} = \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_{L_{ol}}}{2} = \frac{50}{2} + \frac{10}{2} = 30,0A$$

B. Determinação das Perdas nos Semicondutores

• Perdas nos MOSFET's

Os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 da Fig. 3.1 são MOSFET's APT5010B2VR, cujas especificações são [48]:

$V_{(BR)DS}=500V$: máxima tensão dreno-fonte;

$I_D=47A @ T_C=25^\circ C$: corrente de dreno;

$R_{ds(25^\circ C)}=0,10\Omega$: resistência de condução a $25^\circ C$;

$R_{thjc}=0,24^\circ C/W$: resistência térmica junção-cápsula.

A resistência de condução dada a $25^\circ C$ deve ser corrigida para uma temperatura de $100^\circ C$. Para tal finalidade é usada a Eq. (4.17). O coeficiente de correção de temperatura adotado é $\alpha=0,9$ [57].

$$R_{ds(100^\circ C)} = R_{ds(25^\circ C)} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_j-25} \quad (4.17)$$

As perdas de comutação nos interruptores S_1 e S_3 são definidas pelas Eqs. (4.18) e (4.20).

$$P_{\text{condS1}}(f_s) = R_{\text{ds}(100^\circ\text{C})} \cdot I_{\text{Stef}}^2 \quad (4.18)$$

$$P_{\text{condS1}}(f_s) = 40,23\text{W} \quad (4.19)$$

$$P_{\text{condS3}}(f_s) = R_{\text{ds}(100^\circ\text{C})} \cdot I_{\text{S3ef}}^2 \quad (4.20)$$

$$P_{\text{condS3}}(f_s) = 5,55\text{W} \quad (4.21)$$

As perdas de comutação dos MOSFET's são desprezadas pelo fato do conversor apresentar comutação sob tensão nula (ZVS).

A perda total nos quatro MOSFET's é encontrada com a Eq. (4.22).

$$P_{\text{totalMOSFET's}}(f_s) = 2 \cdot P_{\text{condS1}}(f_s) + 2 \cdot P_{\text{condS3}}(f_s) \quad (4.22)$$

$$P_{\text{totalMOSFET's}}(f_s) = 91,56\text{W} \quad (4.23)$$

• Perdas nos IGBT's

Os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 da Fig.3.1 são IGBT's IRG4PC50W, cujas especificações são [58]:

$V_{(\text{BR})\text{CES}}=600\text{V}$: máxima tensão coletor-emissor;

$I_{\text{CN}}=27\text{A @ } T_{\text{C}}=100^\circ\text{C}$: corrente de coletor;

$V_{\text{CEN}}=2,3\text{V @ } T_{\text{J}}=25^\circ\text{C}$: queda de tensão em condução;

$t_{\text{IN}}=120\text{ns @ } T_{\text{J}}=25^\circ\text{C}$: tempo de descida;

$R_{\text{thjc}}=0,64^\circ\text{C/W}$: resistência térmica junção-cápsula.

Uma curva típica de corrente-tensão dada pelos fabricantes para diodos e IGBTs é mostrada na Fig. 4.3. Para simplificar a análise, a curva é aproximada por uma linha reta (linha tracejada), a qual inicia no valor da tensão de limiar V_{FO} e V_{CEO} . No caso do IGBT, a queda de tensão em condução para qualquer valor de corrente de coletor pode ser calculada através da Eq. (4.24) [59].

$$V_{\text{CE}} = I_{\text{Cmd}} \cdot R_{\text{eq}} + V_{\text{CEO}} \quad (4.24)$$

onde,

$$R_{\text{eq}} = \frac{V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}}}{I_{\text{CN}}} \quad (4.25)$$

R_{eq} : resistência de condução equivalente;

V_{CE} : tensão coletor-emissor genérica;

V_{CEN} : tensão coletor-emissor nominal;

V_{CEO} : tensão coletor-emissor de limiar ($V_{CEO}=1V$);

I_{CN} : corrente de coletor nominal;

I_{Cmd} : corrente média de coletor determinada.

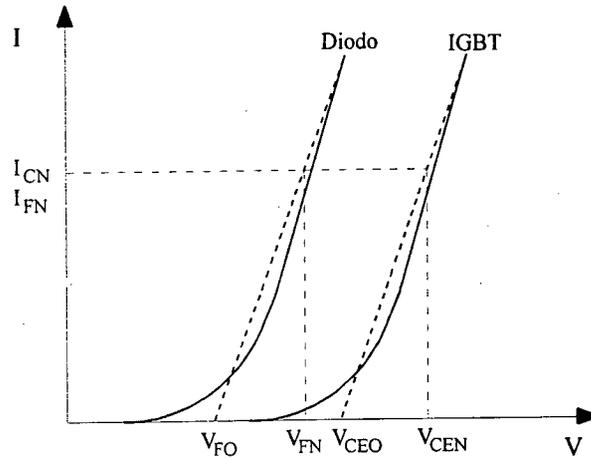


Fig. 4.3. Tensão de condução do IGBT e do diodo.

A perda de condução no interruptor S_1 é definida pela Eq. (4.26).

$$P_{condS1}(f_s) = V_{CES1} \cdot I_{S1md} \tag{4.26}$$

$$P_{condS1}(f_s) = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot I_{S1md}^2 + V_{CEO} \cdot I_{S1md} \tag{4.27}$$

Substituindo valores, tem-se:

$$P_{condS1}(f_s) = 11,09W \tag{4.28}$$

Um detalhe da comutação de bloqueio sob tensão nula (ZVS) do IGBT é mostrado na Fig. 4.4. Esta forma de onda facilita a modelagem da perda de comutação em bloqueio.

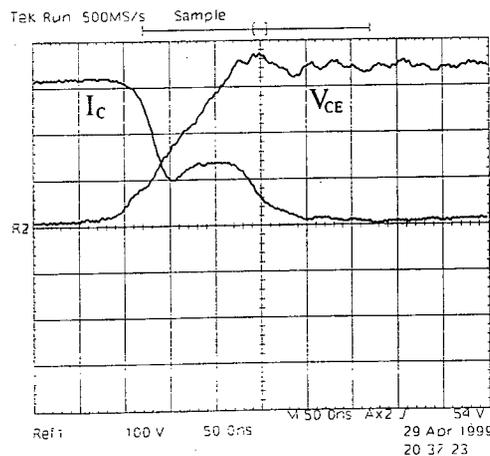


Fig. 4.4. Detalhe de comutação de bloqueio do IGBT (operação ZVS 100V/div., 5A/div., 50ns/div.).

A perda de comutação do interruptor principal S_1 que ocorre durante o bloqueio, é obtida através da Eq. (4.29).

$$P_{\text{comS1}}(f_s) = \frac{1}{2} \cdot V_{S1\text{max}} \cdot I_{S1\text{cauda}} \cdot (1,2 \cdot t_{fN}) \cdot f_s \quad (4.29)$$

Observando a Fig. 4.4, a magnitude da corrente de cauda é considerada 1/3 da corrente de pico. Portanto,

$$I_{S1\text{cauda}} = \frac{1}{3} \cdot I_{S1\text{pico}} \quad (4.30)$$

$$P_{\text{comS1}}(f_s) = 2,7905 \cdot 10^{-4} \cdot f_s \quad (4.31)$$

A perda de condução do interruptor auxiliar S_3 é definida pela Eq. (4.32).

$$P_{\text{condS3}}(f_s) = V_{\text{CES3}} \cdot I_{S3\text{md}} \quad (4.32)$$

$$P_{\text{condS3}}(f_s) = \frac{V_{\text{CEN}} - V_{\text{CEO}}}{I_{\text{CN}}} \cdot I_{S3\text{md}}^2 + V_{\text{CEO}} \cdot I_{S3\text{md}} \quad (4.33)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$P_{\text{condS3}}(f_s) = 3,06\text{W} \quad (4.34)$$

A perda de comutação do interruptor auxiliar que ocorre durante o bloqueio, é obtida pela Eq. (4.35).

$$P_{\text{comS3}}(f_s) = \frac{1}{2} \cdot V_{S3\text{max}} \cdot I_{S3\text{cauda}} \cdot (1,2 \cdot t_{fN}) \cdot f_s \quad (4.35)$$

$$I_{S3\text{cauda}} = \frac{1}{3} \cdot I_{S3\text{pico}} \quad (4.36)$$

Substituindo valores, tem-se:

$$P_{\text{comS3}}(f_s) = 1,5918 \cdot 10^{-4} \cdot f_s \quad (4.37)$$

A perda total dos quatro IGBT's é encontrada com a Eq. (4.38).

$$P_{\text{totalIGBT's}}(f_s) = 2 \cdot P_{\text{condS1}}(f_s) + 2 \cdot P_{\text{comS1}}(f_s) + \dots \\ + 2 \cdot P_{\text{condS3}}(f_s) + 2 \cdot P_{\text{comS3}}(f_s) \quad (4.38)$$

$$P_{\text{totalIGBT's}}(f_s) = 28,3 + 8,7646 \cdot 10^{-4} \cdot f_s \quad (4.39)$$

As perdas totais nos MOSFET's e IGBT's, em função da frequência de operação, é mostrada na Fig. 4.5.

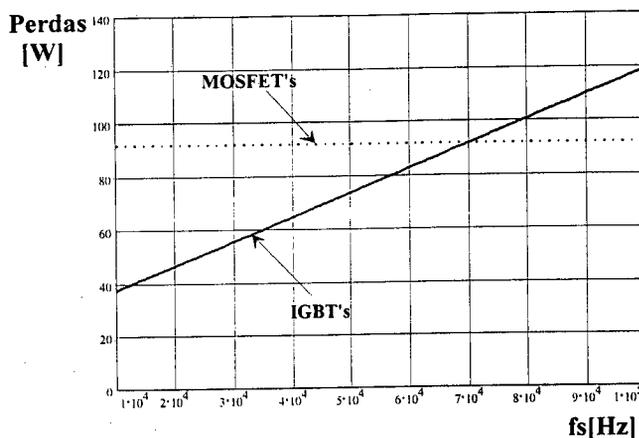


Fig. 4.5. Perdas totais nos MOSFET's e IGBT's em função de f_s .

• Perdas nos Diodos Retificadores de Saída

Os diodos retificadores de saída D_{r1} e D_{r2} do conversor são diodos ultra-rápidos e ambos iguais. As especificações do diodo HFA50PA60C obtidas pelo catálogo são [49]:

$V_{RRM}=600V$: máxima tensão reversa repetitiva;

$I_F=50A @ T_C=100^\circ C$: máxima corrente média;

$V_{FN}=2,0V @ T_J=25^\circ C$: máxima queda de tensão;

$I_{rrN}=30A @ T_J=125^\circ C$: corrente de recuperação reversa;

$t_{rrN}=160ns @ T_J=125^\circ C$: tempo de recuperação reversa;

$R_{thjc}=0,42^\circ C/W$: resistência térmica junção-cápsula.

Trata-se de um diodo com cátodo comum.

Nota: Foi escolhido um diodo de 600V por questão de disponibilidade no laboratório. O diodo mais adequado para esta aplicação é de 400V por apresentar menor queda de condução.

Para encontrar a queda de tensão para uma certa corrente média que circula pelo diodo retificador é utilizada a Fig. 4.3. Neste caso, a queda de tensão em condução para qualquer valor de corrente média pode ser calculada usando a Eq. (4.40) [59].

$$V_{FDr} = I_{Dm} \cdot R_{eq} + V_{FO} \quad (4.40)$$

A resistência de condução equivalente em estado de condução é dada pela Eq. (4.41).

$$R_{eq} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \quad (4.41)$$

onde:

V_{FDr} : queda de tensão em condução genérica;

V_{FO} : queda de tensão de limiar;

V_{FN} : queda de tensão em condução nominal;

I_{FN} : corrente média nominal;

I_{Dmnd} : corrente média determinada.

Substituindo (4.41) em (4.40), obtém-se a Eq. (4.42).

$$V_{FDr} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot I_{Dmnd} + V_{FO} \quad (4.42)$$

A perda de condução é definida pela Eq. (4.43).

$$P_{condDr}(f_s) = V_{FDr} \cdot I_{Dmnd} \quad (4.43)$$

$$I_{Dmnd} = \frac{I_o}{2} \quad (4.44)$$

$$P_{condDr}(f_s) = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot \frac{I_o^2}{4} + V_{FO} \cdot \frac{I_o}{2} \quad (4.45)$$

O valor da queda de tensão de limiar adotado é $V_{FO}=0,7V$ [59].

Substituindo valores na Eq. (4.45), a perda de condução de um diodo é igual a:

$$P_{condDr}(f_s) = 33,75W \quad (4.46)$$

O detalhe da recuperação do diodo retificador é mostrado na Fig. 4.6.

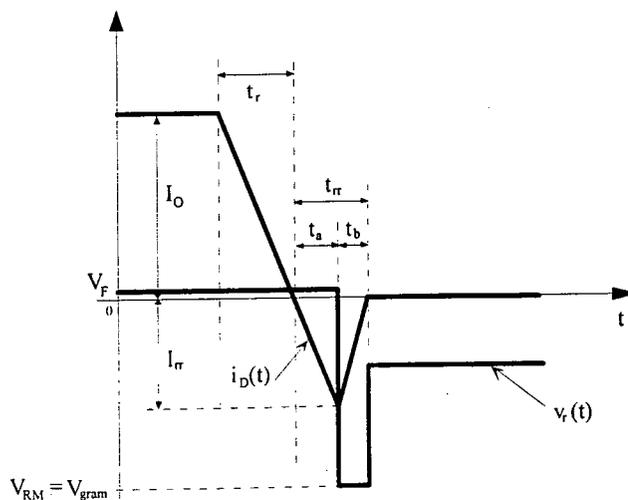


Fig. 4.6. Detalhe de recuperação de um diodo.

A perda de comutação do diodo retificador é definida pela Eq. (4.47).

$$P_{\text{comDr}}(f_s) = \frac{1}{2} \cdot V_{\text{gram}} \cdot I_{\text{rN}} \cdot t_b \cdot f_s \quad (4.47)$$

Normalmente o tempo t_b é tomado igual a:

$$t_b = \frac{1}{3} \cdot (1,2 \cdot t_{\text{rN}}) \quad (4.48)$$

Substituindo (4.48) em (4.47), tem-se:

$$P_{\text{comDr}}(f_s) = \frac{1}{5} \cdot V_{\text{gram}} \cdot I_{\text{rN}} \cdot t_{\text{rN}} \cdot f_s \quad (4.49)$$

A tensão de grampeamento dos diodos retificadores é considerada no valor de $V_{\text{gram}}=300\text{V}$.

Substituindo valores na Eq. (4.49), a perda em função da frequência de operação resulta:

$$P_{\text{comDr}}(f_s) = 2,88 \cdot 10^{-4} \cdot f_s \quad (4.50)$$

A perda total dos dois diodos retificadores é obtida pela Eq. (4.51).

$$P_{\text{totaldiodos}}(f_s) = 2 \cdot P_{\text{comDr}} + 2 \cdot P_{\text{condDr}}(f_s) \quad (4.51)$$

$$P_{\text{totaldiodos}}(f_s) = 67,5 + 5,76 \cdot 10^{-4} \cdot f_s \quad (4.52)$$

A perda total dos diodos, em função da frequência de comutação f_s , é apresentada na Fig. 4.7.

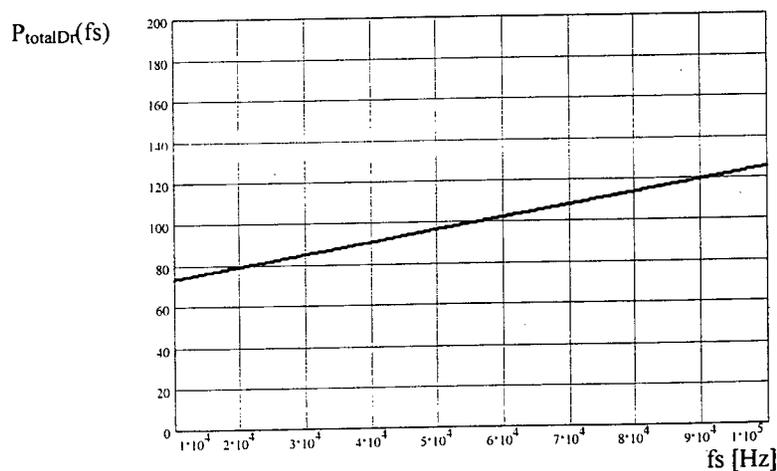


Fig. 4.7. Perda total nos diodos retificadores em função de f_s .

C. Dimensionamento dos Dissipadores de Calor

Para o estudo e montagem é utilizado o dissipador P14 pelo fato de ser bastante aplicado na indústria [57]. Segundo a Fig. 4.8, o volume físico ocupado pode ser encontrado com a Eq. (4.53).

$$\text{Vol}_{\text{Diss.}} = a \cdot w \cdot p \tag{4.53}$$

onde:

a: altura

w: largura

p: profundidade

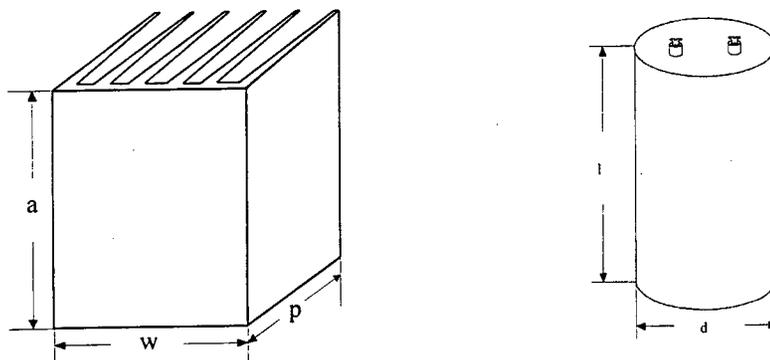


Fig. 4.8. Detalhes do dissipador P14 e de um capacitor de polipropileno.

• Usando MOSFET's

Os quatro interruptores são fixados num mesmo dissipador. Com o conhecimento das perdas em cada MOSFET, a máxima temperatura de junção ($T_j=100^\circ\text{C}$), a máxima temperatura ambiente ($T_a=30^\circ\text{C}$) e a resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{\text{thcd}} = 0,25^\circ\text{C/W}$) é possível encontrar a resistência térmica do dissipador.

A temperatura do dissipador deve ser encontrada para cada semiconductor com a Eq. (4.54) e escolher o menor valor deles. Desta maneira garante-se que nenhuma temperatura de junção ultrapasse os 100°C .

$$T_d = T_j - (R_{\text{thjc}} + R_{\text{thcd}}) \cdot P_{\text{perda}} \tag{4.54}$$

Finalmente, a resistência térmica do dissipador é encontrada com a Eq. (4.55).

$$R_{\text{thda}} = \frac{T_d - T_a}{P_{\text{perda-total}}} \tag{4.55}$$

Como a perda total dos MOSFET's é constante em toda a faixa de frequência de operação, o volume do dissipador que contém os quatro MOSFET's é único. O valor é dado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1

f_s [kHz]	$P_{\text{totalDiss.}}$ [W]	R_{thda} [$^\circ\text{C/W}$]	Tipo de Dissipador	Volume do Dissipador [cm^3]
10 a 100	91,56	0,5	P14/230	2501,25

• Usando IGBT's

No caso dos IGBT's as perdas estão em função da frequência de operação. Portanto, para cada valor de frequência deve ser projetado um dissipador. Os dados de máxima temperatura de junção, máxima temperatura ambiente e resistência térmica cápsula-dissipador são adotados iguais aos dos MOSFET's.

O procedimento seguido para encontrar a temperatura do dissipador e resistência térmica do dissipador é o mesmo que para o MOSFET. Também são utilizados neste caso as Eqs. (4.54) e (4.55).

As perdas dos quatro IGBT's, as resistências térmicas dos dissipadores e os volumes dos dissipadores estão na Tabela 4.2.

Tabela 4.2

f_s [kHz]	$P_{totalDiss.}$ [W]	R_{thda} [°C/W]	Tipo de Dissipador	Volume do Dissipador [cm ³]
10	37,06	1,55	P14/60	652,5
20	45,83	1,20	P14/80	870,0
30	54,59	0,96	P14/100	1087,5
40	63,36	0,79	P14/120	1305,0
50	72,12	0,66	P14/150	1631,25
60	80,89	0,56	P14/180	1957,5
70	89,65	0,48	P14/240	2610,0
80	98,42	0,41	P14/280	3045,0
90	107,18	0,35	P14/360	3915,0
100	115,95	0,30	P14/420	4567,5

• Diodos Retificadores

No conversor as perdas nos diodos retificadores de saída também estão em função da frequência de operação. Para cada frequência deve ser projetado um dissipador. As máximas temperaturas de junção e ambiente, assim como a resistência térmica cápsula-dissipador, são consideradas iguais as dos MOSFET's.

O procedimento seguido para encontrar a temperatura e resistência térmica do dissipador é o mesmo que para o MOSFET. Também são utilizados neste caso as Eqs. (4.54) e (4.55).

As perdas totais de ambos os diodos, as resistências térmicas dos dissipadores e os volumes dos dissipadores são dados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3

f_s [kHz]	$P_{\text{totalDiss.}}$ [W]	R_{thda} [°C/W]	Tipo de Dissipador	Volume do Dissipador [cm ³]
10	73,26	0,62	P14/200	2175,0
20	79,02	0,55	P14/220	2392,5
30	84,78	0,49	P14/240	2610,0
40	90,54	0,44	P14/260	2827,5
50	96,30	0,39	P14/280	3045,0
60	102,06	0,35	P14/300	3262,5
70	107,82	0,31	P14/330	3588,75
80	113,58	0,28	P14/360	3915,0
90	119,34	0,25	P14/400	4350,0
100	125,10	0,22	P14/520	5655,0

D. Dimensionamento dos Elementos Magnéticos

Os núcleos utilizados para os elementos magnéticos são de ferrite, material IP12 da Thornton, e suas dimensões geométricas são encontradas no catálogo [47]. O volume físico ocupado pelo elemento magnético pode ser encontrado com a Eq. (4.56) ou, para simplificar ainda mais, pode ser tomado o dobro do volume físico ocupado até um limite de 4 núcleos associados (critério empírico). Neste item é tomado o último caso.

$$\text{Vol}_{\text{mag.}} = y \cdot v \cdot u \quad (4.56)$$

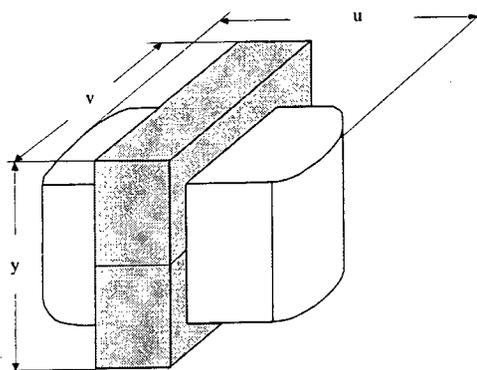


Fig. 4.9. Detalhe de um transformador de alta frequência.

• Transformador de Alta Frequência T_r

O volume do transformador é determinado a partir do produto de áreas definido pela Eq. (4.57). O projeto do transformador é realizado para 10 valores de frequência na faixa entre 10kHz a 100kHz [44, 45, 46].

$$A_p = \frac{1,1 \cdot P_o}{2 \cdot K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{\text{max}} \cdot \Delta B_{\text{max}} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (4.57)$$

Os parâmetros envolvidos para encontrar o produto de áreas são:

$A_p = A_e \cdot A_w$: produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_t=1$: fator que depende do tipo de topologia;

$K_u=0,3$: fator de utilização da janela do núcleo (para três ou mais enrolamentos);

$K_p=0,41$: fator de áreas do primário;

$J_{max}=300A/cm^2$: máxima densidade de corrente;

$f_s=10$ a 100 kHz : frequências de operação.

A máxima excursão de densidade de fluxo magnético ΔB_{max} é encontrada com a Eq. (4.58). A densidade volumétrica de perda de potência, P_v , é considerada igual a $45mW/cm^3$ [46].

$$\Delta B_{max}(f_s) = 2 \cdot \left(\frac{P_v}{7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot f_s^{1,4017}} \right)^{\frac{1}{2,3294}} \quad (4.58)$$

Os valores das excursões das densidades magnéticas e os volumes são dados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4

f_s [kHz]	ΔB [T]	Quant. de Núcleos	Tipo de Núcleo	Volume do Magnético [cm ³]
10	0,32	5	EE-76	1966,45
20	0,211	4	EE-76	1573,16
30	0,165	4	EE-76	1473,16
40	0,139	3	EE-76	1179,87
50	0,122	3	EE-76	1179,87
60	0,109	3	EE-76	1179,87
70	0,099	3	EE-76	1179,87
80	0,092	3	EE-76	1179,87
90	0,085	2	EE-76	786,58
100	0,08	2	EE-76	786,58

• Indutores de Comutação L_{r1} , L_{r2}

A indutância dos indutores de comutação é encontrada através da Eq. (4.59)

$$L_{r1} = L_{r2} = \frac{V_i \cdot \Delta D_{max}}{n \cdot I_o \cdot (2 - D_{max}) \cdot f_s} \quad (4.59)$$

Substituindo valores na Eq. (4.59) e deixando em função da frequência de operação, obtém-se a Eq. (4.60).

$$L_{r1} = L_{r2} = \frac{0,51724}{f_s} \quad (4.60)$$

A indutância para diferentes valores da frequência é dada na Tabela 4.5. Os valores das densidades de fluxo magnético ($B=\Delta B/2$) são encontrados com a Eq. (4.58). Os valores também são dados na Tabela 4.5.

O volume dos indutores de comutação é encontrado a partir do produto de áreas do núcleo, definido pela Eq. (4.61) [44], [45].

$$A_p = \frac{L_r \cdot I_{L_{\text{pico}}} \cdot I_{L_{\text{ref}}}}{K_w \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}}} \cdot 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (4.61)$$

$A_p = A_e \cdot A_w$: produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,5$: fator de utilização da janela do núcleo;

$J_{\text{max}} = 300 \text{ A/cm}^2$: máxima densidade de corrente.

A densidade magnética, a indutância dos indutores e o volume ocupado por ambos os indutores são dados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5

f_s [kHz]	B [T]	$L_{r1}=L_{r2}$ [μH]	Quant. de Núcleos	Tipo de Núcleo	Volume dos Magnéticos [cm ³] ^(*)
10	0,16	51,72	1	EE-65/26	466,46
20	0,1055	25,86	1	EE-55	256,87
30	0,0825	17,24	1	EE-55	256,87
40	0,0695	12,93	1	EE-55	256,87
50	0,061	10,34	1	EE-55	256,87
60	0,0545	8,62	1	EE-55	256,87
70	0,0495	7,39	1	EE-55	256,87
80	0,046	6,46	1	EE-55	256,87
90	0,0425	5,75	1	EE-55	256,87
100	0,04	5,17	1	EE-42/20	142,46

(*) O volume é indicado para os dois indutores de comutação.

• Indutores do Filtro de Saída L_{o1} , L_{o2}

As indutâncias dos indutores do filtro de saída são encontradas com a Eq. (4.62) que a mesma é obtida através das Eqs. (3.105) e (3.106).

$$L_{o1} = L_{o2} = \frac{n \cdot V_i}{f_s \cdot \Delta I_{L_{o1}}} \cdot \frac{(1 - D_{\text{crit}}) \cdot D_{\text{crit}}}{(2 - D_{\text{crit}})} \quad (4.62)$$

Através da Fig. 3.16 a razão cíclica crítica é $D_{crit} \cong 0,6$. A ondulação de corrente é assumida 20% de I_o ($\Delta I_{L_{o1}} = 10A$). Substituindo os valores na Eq. (4.62), tem-se:

$$L_{o1} = L_{o2} = \frac{3,98}{f_s} \quad (4.63)$$

O volume dos indutores do filtro de saída é obtido a partir do produto de áreas do núcleo, definido pela Eq. (4.64) [44], [45].

$$A_P = \frac{L_{o1} \cdot I_{L_{o1}pico} \cdot I_{L_{o1}ef}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad \text{cm}^4 \quad (4.64)$$

Os parâmetros envolvidos na Eq. (4.64) são:

$A_P = A_e \cdot A_w$: produto de áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,5$: fator de utilização da janela do núcleo;

$J_{max} = 300 \text{ A/cm}^2$: máxima densidade de corrente;

$B_{max} = 0,3 \text{ T}$: máxima densidade de fluxo magnético.

As indutâncias dos indutores e os volumes ocupados por ambos os indutores estão na Tabela 4.6.

Tabela 4.6

f_s [kHz]	$L_{o1}=L_{o2}$ [μH]	Quant. de Núcleos	Tipo de Núcleo	Volume dos Magnéticos (*) [cm^3]
10	398,0	1	EE-76	786,58
20	199,0	1	EE-65/39	699,69
30	132,7	1	EE-65/26	466,46
40	99,5	1	EE-65/26	466,46
50	79,6	1	EE-65/26	446,46
60	66,33	1	EE-55	256,87
70	56,86	1	EE-55	256,87
80	49,75	1	EE-55	256,87
90	44,22	1	EE-55	256,87
100	39,8	1	EE-55	256,87

(*) O volume é indicado para os dois indutores do filtro de saída.

E. Dimensionamento dos Elementos Capacitivos

No conversor em estudo, os capacitores que mais ocupam volume são os capacitores de entrada, quando estas são conectadas em série, e os capacitores grampeadores. Os

capacitores utilizados são de polipropileno metalizado para aplicação C.A. [60]. O volume de um capacitor com geometria da Fig. 4.8, pode ser encontrado com a Eq. 4.65.

$$\text{Vol}_{\text{cap.}} = \pi \cdot l \cdot \frac{d^2}{4} \quad (4.65)$$

Os parâmetros envolvidos na Eq. (4.65) são:

l: comprimento do capacitor;

d: diâmetro do capacitor.

• Capacitores de Entrada C_1, C_2

A capacitância de cada capacitor é encontrada pela Eq. (4.66).

$$C_1 = C_2 = \frac{5 \cdot n \cdot I_o}{V_i \cdot f_s} \quad (4.66)$$

Substituindo valores e deixando em função da frequência de operação, tem-se:

$$C_1 = C_2 = \frac{1,45}{f_s} \quad (4.67)$$

A capacitância dos capacitores e o volume para cada valor de frequência são dados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7

f_s [kHz]	$C_1=C_2$ [μF]	Dimens. dxl(mm)	Tipo de Capacitor	Volume dos Capacitores ^(*) [cm^3]
10	145,0 (3x50)	40x98	polipropileno	738,90
20	72,5 (2x40)	40x75	polipropileno	376,99
30	48,33 (50)	40x98	polipropileno	246,30
40	36,25 (40)	40x75	polipropileno	188,49
50	29,0 (30)	35x75	polipropileno	144,32
60	24,17 (25)	35x75	polipropileno	144,32
70	20,71 (22)	35x75	polipropileno	144,32
80	18,12 (20)	35x62	polipropileno	119,30
90	16,11 (17,5)	35x62	polipropileno	119,30
100	14,5 (15)	30x62	polipropileno	87,65

(*) O volume indicado é total.

• Capacitores Grampeadores C_{c1}, C_{c2}

Para calcular a capacitância dos capacitores é usado o critério que considera que o período de ressonância do capacitor grampeador e indutor de comutação corresponde a três vezes o período de comutação T_S . Portanto,

$$2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_c} = 3 \cdot T_S \quad (4.68)$$

Através de (4.68), tem-se:

$$C_c = \frac{2,25}{\pi^2 \cdot L_r \cdot f_s^2} \tag{4.69}$$

Para colocar C_c somente em função de f_s , a indutância L_r dada pela Eq. (4.60) é substituída na Eq. (4.69). Assim,

$$C_c = \frac{0,441}{f_s} \tag{4.70}$$

As capacitâncias dos capacitores e os volumes são dados na Tabela 4.8.

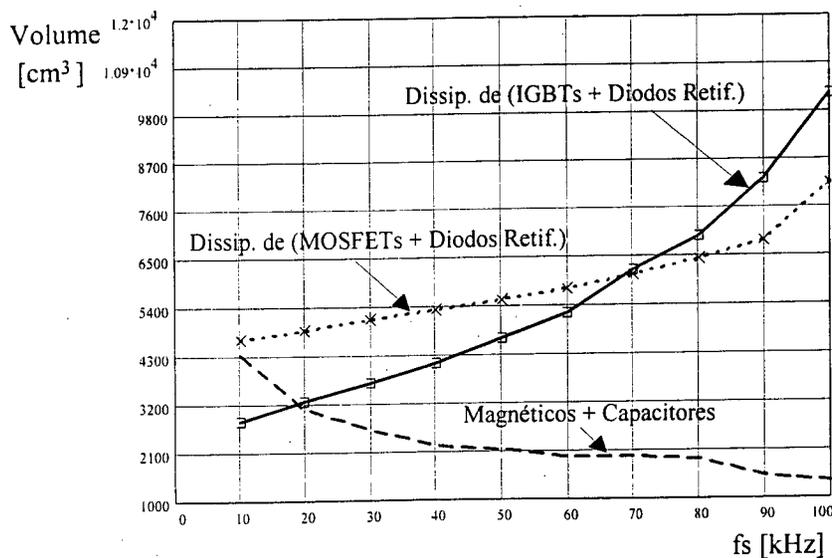
Tabela 4.8

f_s [kHz]	$C_{C1}=C_{C2}$ [μ F]	Dimens. dxl(mm)	Tipo de Capacitor	Volume dos Capacitores (*) [cm ³]
10	44,08 (45,0)	50x98	polipropileno	384,84
20	22,04 (22,0)	35x98	polipropileno	188,57
30	14,69 (15,0)	40x75	polipropileno	188,49
40	11,02 (12,5)	35x75	polipropileno	144,32
50	8,82 (9,0)	30x75	polipropileno	106,03
60	7,35 (8,0)	35x62	polipropileno	119,30
70	6,30 (8,0)	35x62	polipropileno	119,30
80	5,51 (6,0)	30x62	polipropileno	87,65
90	4,89 (5,0)	30x62	polipropileno	87,65
100	4,41 (5,0)	30x62	polipropileno	87,65

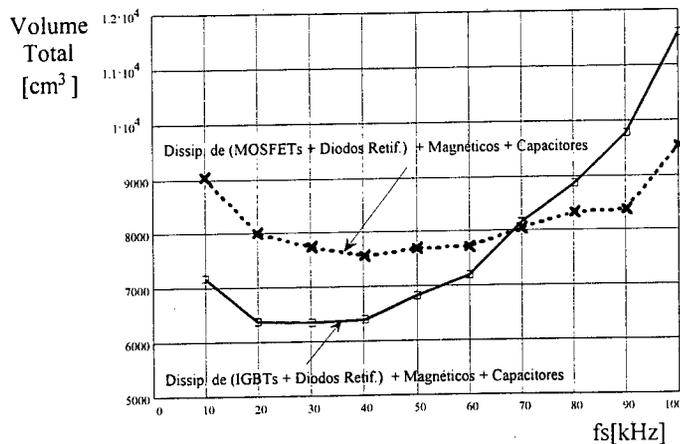
(*) O volume é indicado para ambos os capacitores.

4.3.3. Curvas de Volume Total em Função da Frequência de Comutação

Na Fig. 4.10.b são apresentadas a soma dos volumes ocupados pelos dissipadores de calor, elementos magnéticos e capacitores em função da frequência de operação f_s , tanto usando MOSFET's como IGBT's.



(a)



(b)

Fig. 4.10. (a) Volumes parciais usando MOSFET's e IGBT's,
(b) Volumes totais usando MOSFET's e IGBT's.

Para as condições especificadas para o conversor, foi demonstrado que a frequência ótima de operação, para se conseguir boa eficiência e menor volume, é de 40kHz usando MOSFET's e em torno de 20 a 30 kHz usando IGBT's.

Entre os semicondutores escolhidos, o IGBT apresenta menores perdas com relação ao MOSFET até uma frequência de 70kHz aproximadamente. Acima desta frequência o MOSFET leva vantagens.

4.4. Procedimento e Exemplo de Projeto

Segundo o estudo realizado no item 4.3 e tomando em consideração possíveis ruídos audíveis que podem ocorrer, assume-se a frequência de operação ótima do conversor de $f_s = 25\text{kHz}$. Neste item para as especificações dadas no item 4.3.1 é desenvolvido um exemplo de projeto para dimensionar os componentes do conversor.

A. Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência

O transformador de alta frequência do conversor apresenta dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário.

• Esforços de Corrente e Tensão

A corrente eficaz no primário é igual a corrente eficaz no indutor de comutação. Portanto, através da Eq. (4.14), tem-se:

$$I_{\text{prief}} = I_{Lr\text{lef}} = 17,4\text{A}$$

A corrente eficaz no secundário do transformador é encontrada com a Eq. (3.96).

$$I_{\text{sec ef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D_{\text{max}}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{0,8} = 22,36A$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleo de Ferrite

O produto de áreas do núcleo é calculado utilizando a Eq. (4.57). Os parâmetros de projeto são iguais a: $K_r=1$; $K_u=0,3$; $K_p=0,41$; $J_{\text{max}}=350A/cm^2$; $\Delta B_{\text{max}} = 0,16T$.

Substituindo valores, o produto resulta:

$$A_p = \frac{1,1 \cdot 3000}{2 \cdot 1 \cdot 0,3 \cdot 0,4 \cdot 350 \cdot 0,18 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 98,21cm^4$$

Ao produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos a través da associação de três núcleos EE-76 [47]. As dimensões geométricas dos núcleos associados são:

$$A_e = 19,35 \text{ cm}^2; A_w = 9,68 \text{ cm}^2; A_p = 187,31 \text{ cm}^4; V_n = 421,35 \text{ cm}^3; l_e = 21,77 \text{ cm}$$

Número de Espiras de cada Primário

O número de espiras do primário é calculado utilizando a Eq. (3.139).

$$N_{\text{pri}} \geq \frac{200}{2 \cdot 19,35 \cdot 0,16 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 12,92\text{espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{\text{pri}}=13 \text{ espiras}$$

Número de Espiras do Secundário

O número de espiras do secundário é determinado a partir da relação de transformação $n=N_{\text{sec}}/N_{\text{pri}}$.

$$N_{\text{sec}} = n \cdot N_{\text{pri}} = 1,16 \cdot 13 = 15,08\text{espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{\text{sec}}=15 \text{ espiras}$$

Condutores dos Primários e do Secundário

Segundo o procedimento apresentado no capítulo anterior, o número de fios em paralelo dos enrolamentos primário e secundário são:

$$nf_{\text{pri}} = 38 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

$$nf_{\text{sec}} = 55 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

B. Dimensionamento dos Indutores de Comutação L_{r1} , L_{r2}

• Cálculo da Indutância

A indutância do indutor de comutação é determinada a partir da redução de razão cíclica dada pela Eq. (3.42). Substituindo valores, tem-se:

$$L_r = \frac{V_i \cdot \Delta D_{\text{max}}}{f_s \cdot n \cdot I_o \cdot (2 - D_{\text{max}})} = \frac{200 \cdot 0,18}{25 \cdot 10^3 \cdot 1,16 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8)} = 20,7 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

A indutância efetiva é obtida subtraindo a indutância de dispersão de cada primário do transformador.

$$L_{\text{refetiva}} = L_r - L_{\text{dprim}} = 20,7 - 1,6 = 19,1 \mu\text{H}$$

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é determinado usando a Eq. 4.61. Os parâmetros envolvidos para no dimensionamento são: $K_w=0,5$; $J_{\text{max}}=350\text{A/cm}^2$; $B_{\text{max}}=0,08\text{T}$. Substituindo os valores, tem-se:

$$A_p = \frac{19,1 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88 \cdot 17,4}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 8,28 \text{cm}^4$$

Ao produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos através de núcleo EE-55 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=3,54 \text{ cm}^2; A_w=2,50 \text{ cm}^2; A_p=8,85 \text{ cm}^4; V_n=42,50 \text{ cm}^3; l_e=12,0 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145) do capítulo anterior. Portanto, substituindo os valores, tem-se:

$$N_{L_{\text{refetiva}}} \leq \frac{19,1 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88}{3,54 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 23,52 \text{espiras}$$

Na implementação, para conseguir a indutância requerida, foram necessárias somente,

$$N_{L_{\text{refetiva}}}=12 \text{ espiras}$$

Condutores

Como a corrente eficaz que circula através os indutores de comutação é igual à corrente eficaz que circula pelos primários do transformador, a bitola do fio é a mesma do primário do transformador.

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.146) do capítulo anterior. Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 12^2 \cdot 3,54}{19,1 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,33 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,65 \text{ mm}$$

C. Dimensionamento dos Capacitores Grampeadores de Tensão C_{C1} , C_{C2}

• Cálculo da Capacitância

Substituindo valores na Eq. (3.147), tem-se:

$$C_c > \frac{2,25}{\pi^2 \cdot 20,7 \cdot 10^{-6} \cdot (25 \cdot 10^3)^2} = 17,62 \mu\text{F}$$

4.3.6. Dimensionamento dos Capacitores de Comutação C_{r1} , C_{r2}

• Cálculo da Capacitância

Para calcular a capacitância dos capacitores de comutação são seguidos os mesmos critérios do item 3.5.6 do capítulo anterior.

Assumindo o intervalo do tempo de comutação, tanto para o bloqueio como para a entrada em condução igual a 1% do período de comutação T_s , o intervalo de tempo de comutação normalizado resulta:

$$\frac{t_{\text{blo}}}{T_s} = \frac{400 \cdot 10^{-9}}{40 \cdot 10^{-6}} = 0,01$$

Usando as curvas da Fig. 3.17 e tomando $D \cong 0,7$ como parâmetro, a frequência normalizada resulta:

$$\bar{f} = 0,1$$

Através da Eq. (3.120), a frequência ressonante, f_o , resulta:

$$f_o = \frac{f_s}{f} = \frac{25 \cdot 10^3}{0,1} = 2,5 \cdot 10^5 \text{ Hz}$$

Finalmente, utilizando a Eq. (3.115), tem-se:

$$C_r = C_{r1} = C_{r2} = \frac{1}{20,7 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^5)^2} = 19,8 \text{ nF}$$

D. Dimensionamento dos Indutores do Filtro de Saída L_{o1} , L_{o2}

• Cálculo da Indutância

Através da Fig. 3.16 a ondulação de corrente normalizada crítica resulta $\overline{\Delta I_{L_{o1}}} = 0,17$.

As indutâncias dos indutores são calculadas utilizando a Eq. (3.106). Substituindo valores, tem-se:

$$L_{o1} = L_{o2} = 0,17 \cdot \frac{1,16 \cdot 200}{10 \cdot 25 \cdot 10^3} = 157,76 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleos de Ferrite

O produto das áreas dos núcleos é obtido com a equação (4.64). Os parâmetros de projeto são, $K_w=0,5$; $J_{\max}=350 \text{ A/cm}^2$; $B_{\max}=0,3 \text{ T}$. Substituindo valores, tem-se:

$$A_p = \frac{157,76 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 25}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 22,54 \text{ cm}^4$$

Ao produto de áreas e à elevação de temperatura são garantidos através do núcleo EE-65/26 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=5,32 \text{ cm}^2; A_w=5,48 \text{ cm}^2; A_p=29,15 \text{ cm}^4; V_n=78,2 \text{ cm}^3; l_e=14,7 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.155). Substituindo valores, tem-se:

$$N_{L_{o1}} \leq \frac{157,76 \cdot 10^{-6} \cdot 30}{5,32 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 29,65 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{L_o} = 25 \text{ espiras}$$

Condutores

O número de fios em paralelo das espiras deve ser:

$$nf_{L_0} = 111 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado usando a Eq. (3.157). Substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 25^2 \cdot 5,32}{157,76 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,26 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,3 \text{ mm}$$

E. Dimensionamento do Capacitor do Filtro de Saída C_o

• Cálculo da Capacitância

Para o projeto, assume-se uma ondulação de 0,8% de $V_o=60\text{V}$ ($\Delta V_o = 0,48\text{V}$).

A capacitância é determinada com a Eq. (3.159). Substituindo valores, tem-se:

$$C_o = \frac{10}{4 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 0,48} = 66,31 \mu\text{F}$$

A resistência série equivalente do capacitor é calculada usando a Eq. (3.160). Substituindo valores a resistência série equivalente deve ser menor ou igual a:

$$R_{SE} = \frac{2 \cdot 0,48}{10} = 0,096 \Omega$$

Devido à restrição da R_{SE} são utilizados quatro capacitores de $220 \mu\text{F}/63\text{V}$ e $R_{SE}=0,38 \Omega$ em paralelo. Portanto, a capacitância resultante é $C_o=880 \mu\text{F}$.

F. Dimensionamento dos Capacitores de Entrada C_1 e C_2

• Cálculo da Capacitância

A capacitância de cada capacitor é encontrada usando a Eq. (4.66). Substituindo valores, tem-se:

$$C_1 = C_2 = \frac{5 \cdot 1,16 \cdot 50}{200 \cdot 25 \cdot 10^3} = 58 \mu\text{F}$$

4.5. Resultados Experimentais

Para validar o estudo teórico do conversor, com as especificações indicadas no item 4.3, um protótipo usando os componentes listados na Tabela 4.9, foi construído em laboratório. Os testes do conversor foram feitos conectando-se as entradas em série e em paralelo segundo os esquemas mostrados nas Figs. 4.11 e 4.12. Ambos os conversores são controlados com um único circuito de comando que é mostrado na Fig. 4.13. Em ambos os conversores os testes são realizados com as indutâncias dos indutores de comutação iguais e depois com diferença em 10%, com a finalidade de analisar a influência da variação de impedâncias na questão do equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada na conexão em série, ou na questão do equilíbrio de corrente através dos circuitos na conexão em paralelo.

As formas de onda do protótipo são mostradas para potências de saída de $P_o=3000W$ e $P_o=0W$. Também são mostradas as curvas experimentais de equilíbrio de tensões na ligação das entradas em série e de equilíbrio de correntes na conexão das entradas em paralelo.

Tabela 4.9. Componentes do circuito de potência.

Nº.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	S_1, S_2, S_3, S_4	IGBT's	IRG4PC50W	27A, 600V
2	D_{r1}, D_{r2}	Diodo Ultra-rápido	HFA50PA60C	50A, 600V
4	D_1, D_2, D_3, D_4	Diodo Ultra-rápido	MUR440	4A, 400V
6	$D_{a1}, D_{a2}, D_{a3}, D_{a4},$ D_{Dr1}, D_{Dr2}	Diodo Ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
2	C_{c1}, C_{c2}	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	20 μ F/400V
4	C_1, C_2	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	60 μ F, 250Vac
2	C_{r1}, C_{r2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	18nF/630V
4	C_o	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	4x220uF/63V
2	C_{Dr1}, C_{Dr2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	470nF, 630V
2	R_{Dr1}, R_{Dr2}	Resistor		33k Ω / 5W
3	T_r	Transformador	Núcleo EE76; IP12 Thornton	$N_p=13$ espiras, $N_s=15$ espiras
2	L_{o1}, L_{o2}	Indutor	Núcleo EE55; IP12 Thornton	157,76 μ H; lg/2=1,3mm $N_{L_{o1}}=N_{L_{o2}}=25$ espiras
2	L_{r1}, L_{r2}	Indutor	Núcleo EE42/15; IP12 Thornton	19,1 μ H; lg/2=1,65mm $N_{L_{r1}}=N_{L_{r2}}=12$ espiras

Os diodos $D_{a1}, D_{a2}, D_{a3},$ e D_{a4} são diodos que ajudam a grampear a tensão sobre os diodos retificadores de saída D_{r1} e D_{r2} .

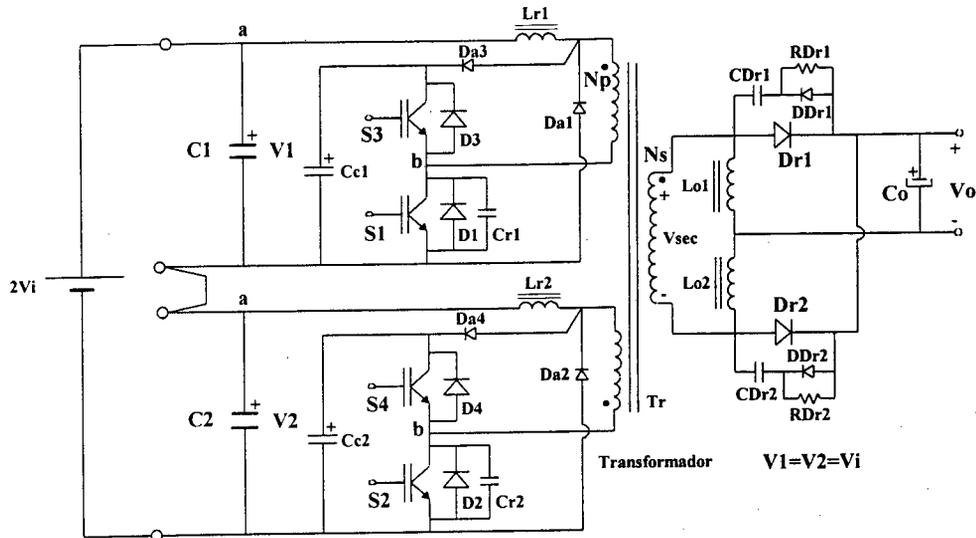


Fig. 3.11. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em série.

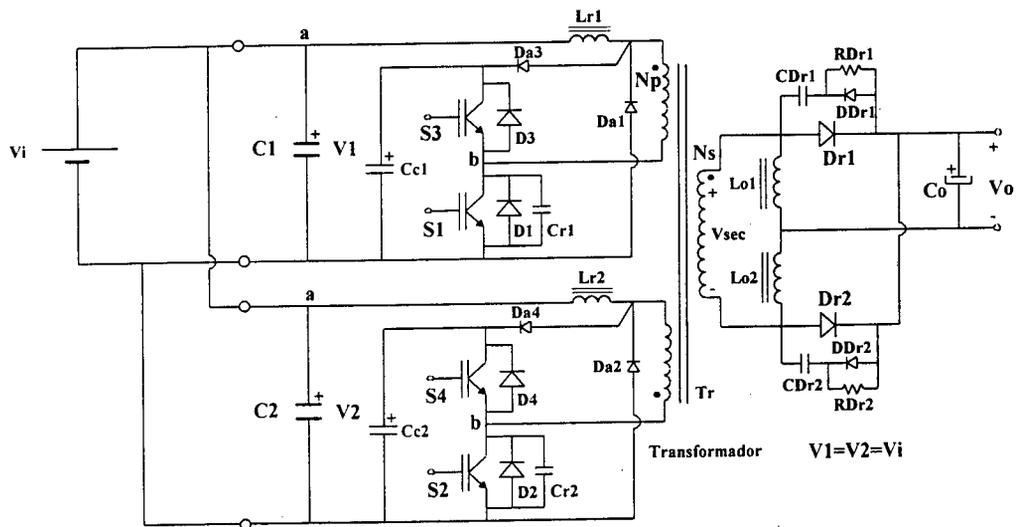


Fig. 3.12. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em paralelo.

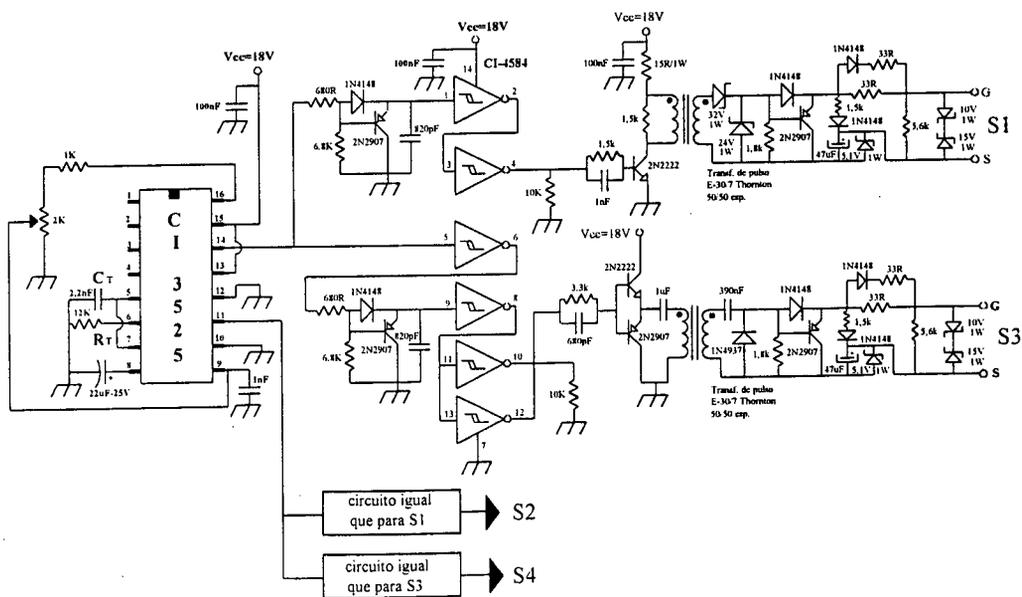


Fig. 4.13. Circuito de comando.

4.5.1. Testes Conectando as Entradas em Série

A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas são obtidas com indutâncias dos indutores de comutação iguais $L_{r1}=L_{r2}=19,1\mu\text{H}$.

• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

As formas de onda de tensão e corrente obtidas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de entrada $2V_i=400\text{V}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 4.14 a 4.18.

Nas Figs. 4.14 e 4.15 observa-se claramente a comutação suave, tanto na entrada em condução como no bloqueio dos interruptores principais e auxiliares.

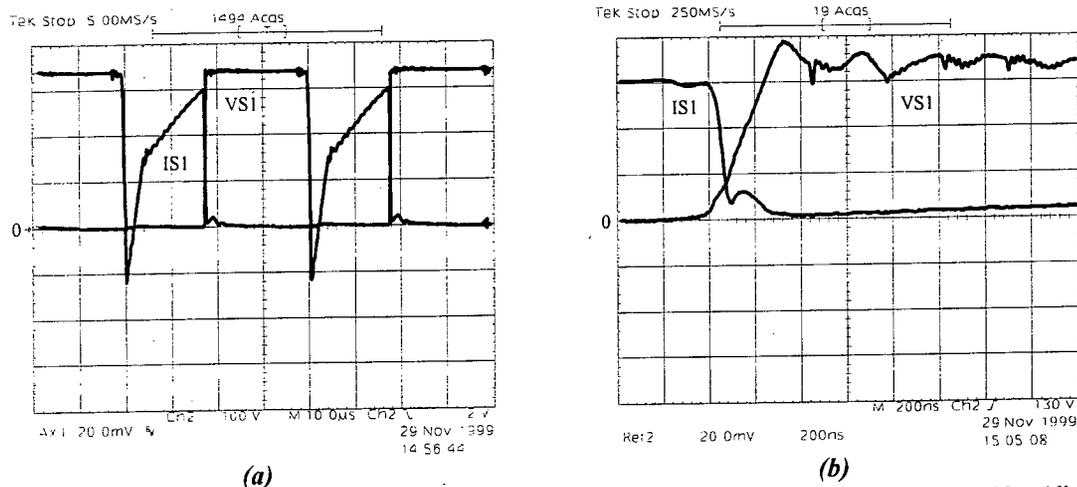


Fig. 4.14. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

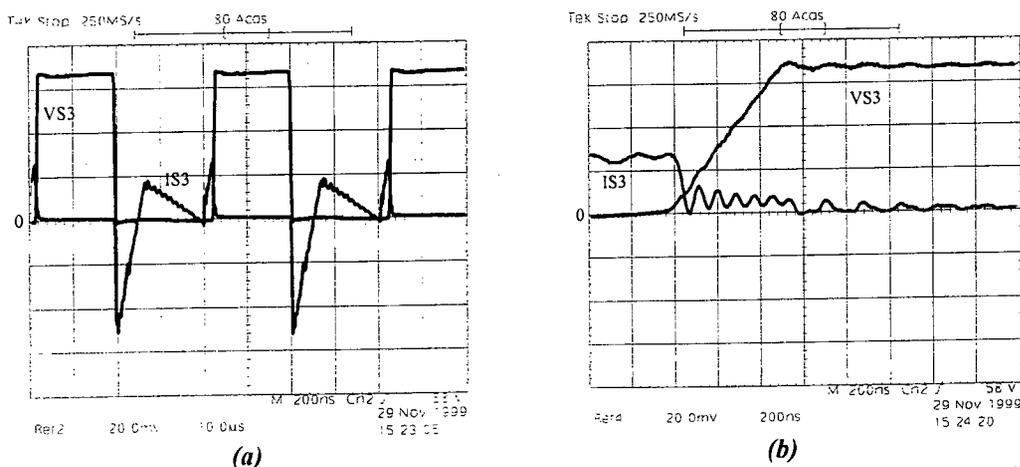


Fig. 4.15. (a) Tensão e corrente no interruptor auxiliar S_3 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_3 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

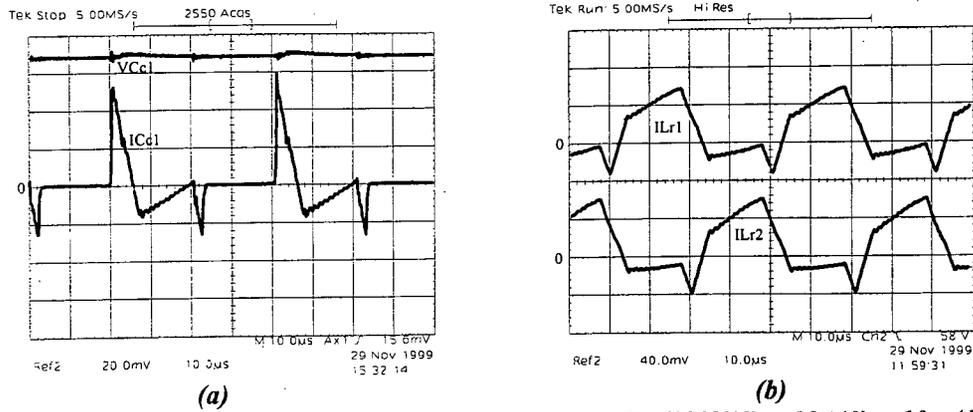


Fig. 4.16. (a) Tensão e corrente no capacitor grameador C_{c1} (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.); (b) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div.; 10µs/div.).

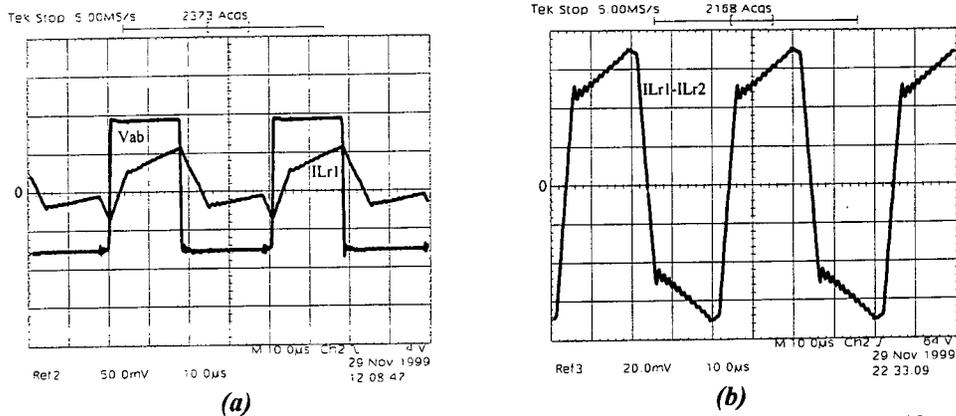


Fig. 4.17. (a) Tensão entre os pontos a-b e corrente em L_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 10µs/div.); (b) Diferença das correntes através de L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10µs/div.).

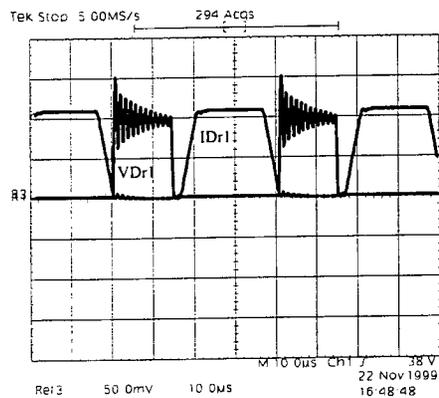


Fig. 4.18. Tensão e corrente no diodo retificador D_{r1} (100V/div., 25A/div., 10µs/div.).

• Formas de Onda para $P_o=0W$

As formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor, obtidas para uma potência de saída $P_o=0W$, corrente de carga $I_o=0A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,65$, são mostradas nas Fig. 4.19 e 4.20. Ambas as figuras confirmam as características de comutação suave dos interruptores em vazio.

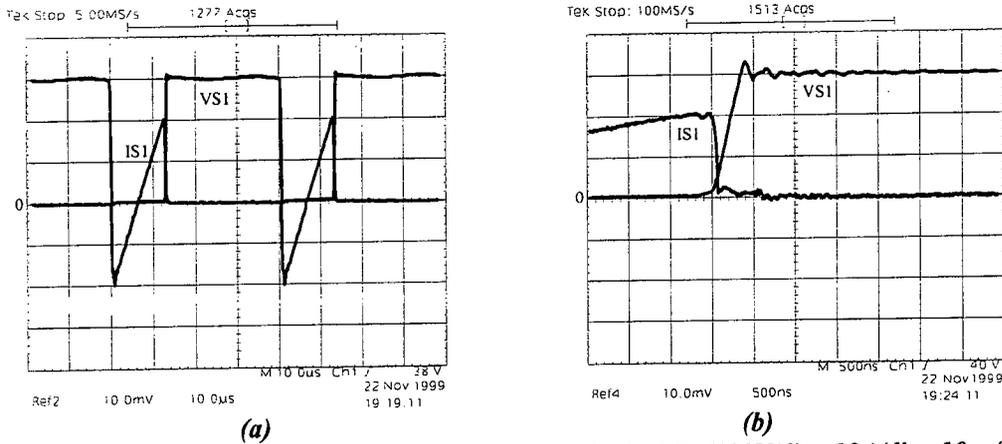


Fig. 4.19. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div., 10A/div., 10us/div.); (b) - Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div., 10A/div., 500ns/div).

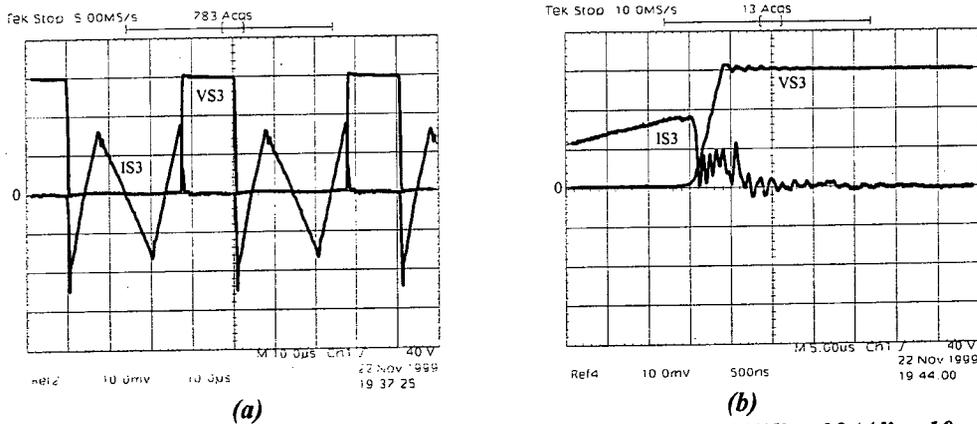


Fig. 4.20. (a) Corrente e tensão no interruptor auxiliar S_3 (100V/div., 10A/div., 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_3 (100V/div., 10A/div., 500ns/div).

• **Curvas**

As curvas são obtidas mantendo-se constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. Para manter a tensão de saída constante, com a variação da corrente de carga, variou-se a razão cíclica de controle D . As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 4.21 e 4.22.

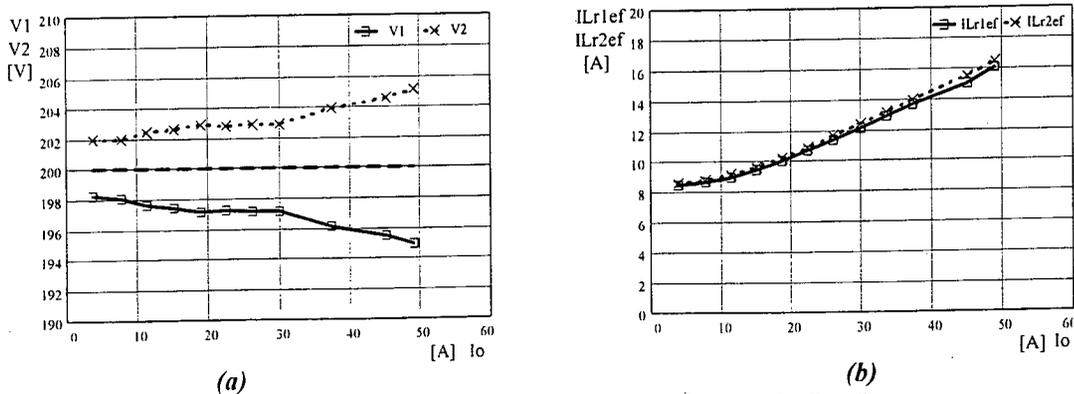


Fig. 4.21. (a) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 ; (b) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2}

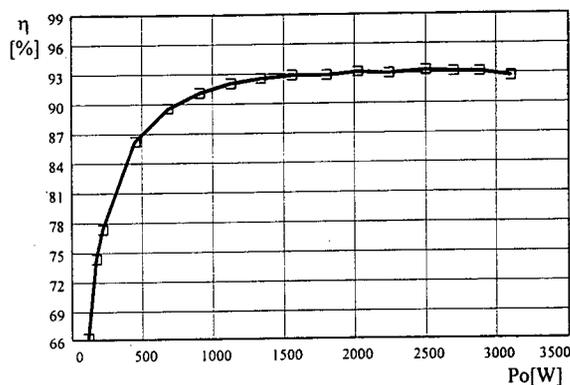


Fig. 4.22. Curva de rendimento do conversor.

Na Fig. 4.21.a observa-se que nos capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 5V em plena carga, o qual representa 5% do valor teórico que é $V_1=V_2=V_i=200V$. A Fig. 4.21.b mostra um desequilíbrio ínfimo de corrente eficaz através dos circuitos. Como é mostrado na Fig. 4.22, a eficiência do conversor em plena carga é de 93%,.

B. Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições são feitas para indutâncias dos indutores de comutação diferentes. A indutância do indutor L_{r1} é 10% menor que a indutância do indutor L_{r2} , que é mantido no valor efetivo calculado. Assim, os valores das indutâncias são: $L_{r1}=17,19\mu H$ e $L_{r2}=19,1\mu H$.

• Formas de Onda para $P_o=3000W$

As formas de onda obtidas para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica de $D=0,8$ são mostradas nas Figs. 4.23 e 4.25.

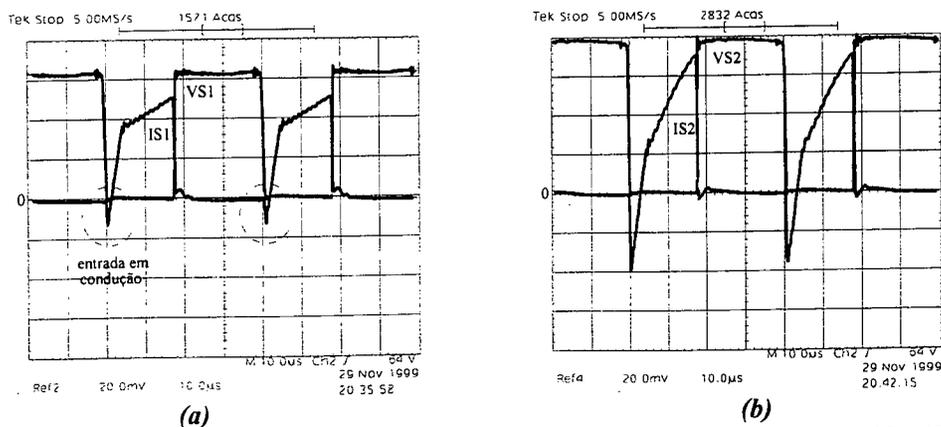


Fig. 4.23. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).

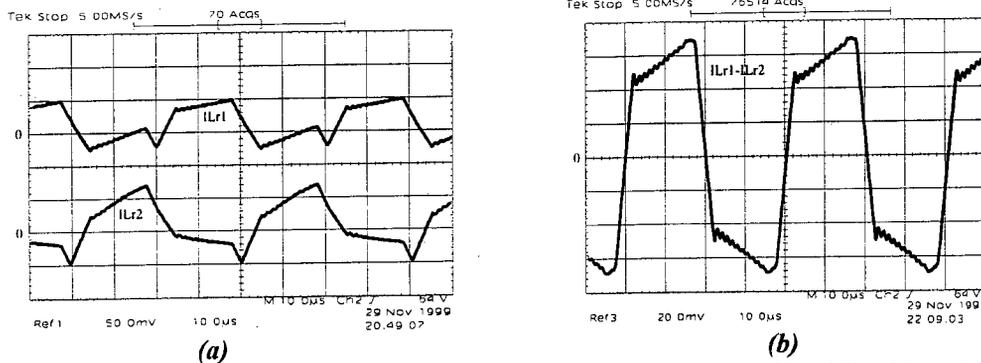


Fig. 4.24. (a) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (25A/div.; 10us/div.); (b) Diferença das correntes através de L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.).

Observando a Fig. 4.23, a comutação na entrada em condução do interruptor S_1 é comprometida, pois quanto menor a indutância do indutor L_{r1} menor é a energia armazenada para realizar a comutação.

Outro detalhe importante a salientar é que o capacitor de entrada ligado ao conversor com menor indutância de comutação fica mais descarregado, pois recebe menos energia de volta em relação ao capacitor de entrada ligado ao conversor com maior indutância. Este detalhe pode ser observado na Fig. 4.24.a.

Observando as Figs. 4.17.b e 4.24.b, as correntes médias resultantes nos enrolamentos primários do transformador, tanto com indutâncias de comutação iguais ou diferentes são nulas devido à presença dos capacitores de entrada que bloqueiam a circulação de corrente contínua. Portanto, não existe problema de saturação do transformador.

• **Curvas**

Neste caso, o procedimento para obter as curvas é igual ao assumido com indutores de comutação iguais.

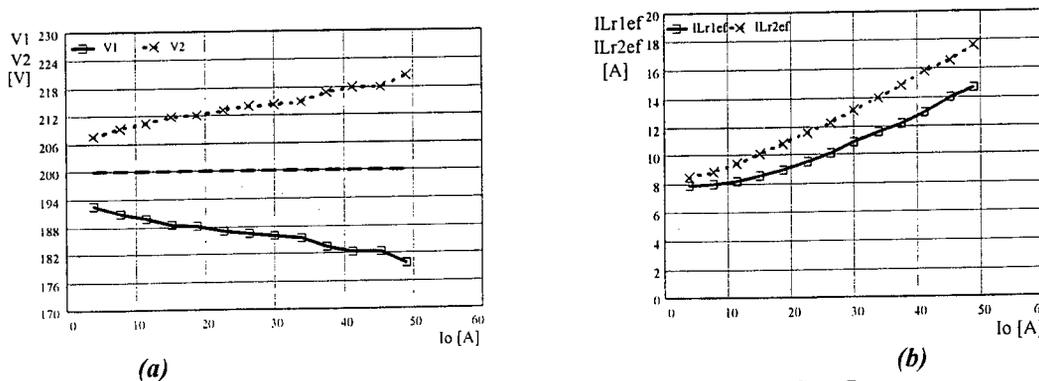


Fig. 4.25. (a) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 ; (b) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2}

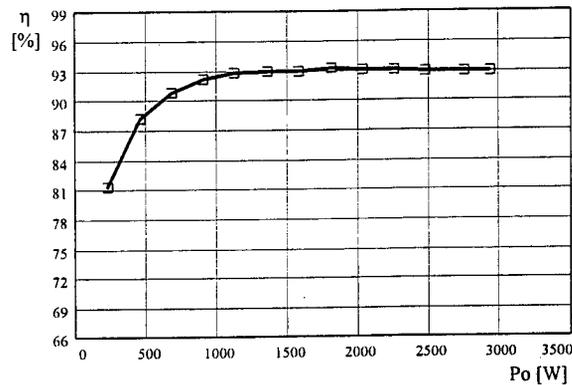


Fig. 4.26. Curva de rendimento do conversor.

Como é mostrado na Fig. 4.25.a, sobre os capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 21V em plena carga, que representa 10,5 % do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. Observando a Fig. 4.25.b, o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é de aproximadamente 1,5A, que representa 9,1% do valor teórico de 16,5A. Mesmo sendo as correntes eficazes diferentes, a corrente média através de cada circuito é igual. A Fig. 4.26 mostra que o rendimento do conversor em plena carga é preservado em 93%.

4.5.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo

A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda e as curvas são obtidas com indutâncias dos indutores de comutação iguais $L_{r1}=L_{r2}=19,1\mu H$.

• Formas de Onda para $P_o=3000W$

As aquisições das formas de onda para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 4.27 e 4.28.

Da mesma forma que no conversor com as entradas conectada em série, no conversor com as entradas conectadas em paralelo, as características de comutação suave dos interruptores são preservadas. Como é mostrado na Fig. 4.27 e 4.28, o equilíbrio de correntes através dos circuitos é ótimo. Portanto, não há perigo de ocorrer comutação dissipativa dos interruptores.

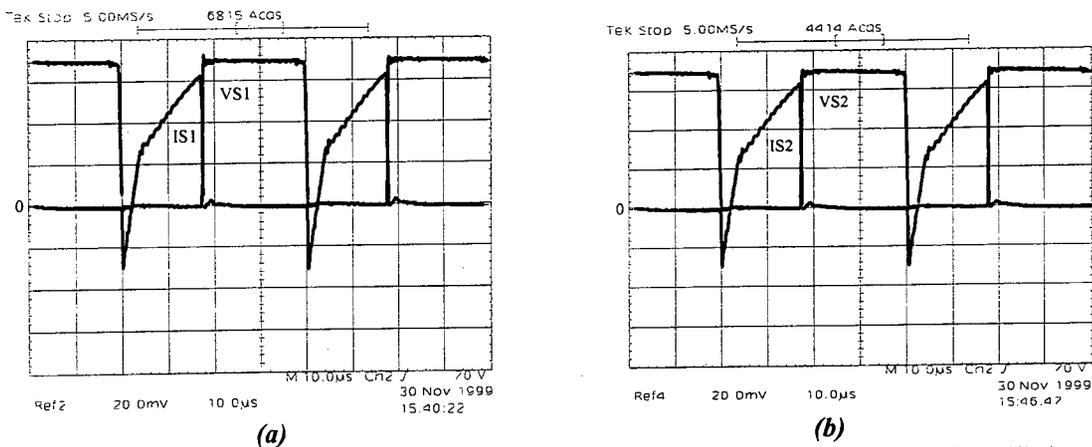


Fig. 4.27. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).

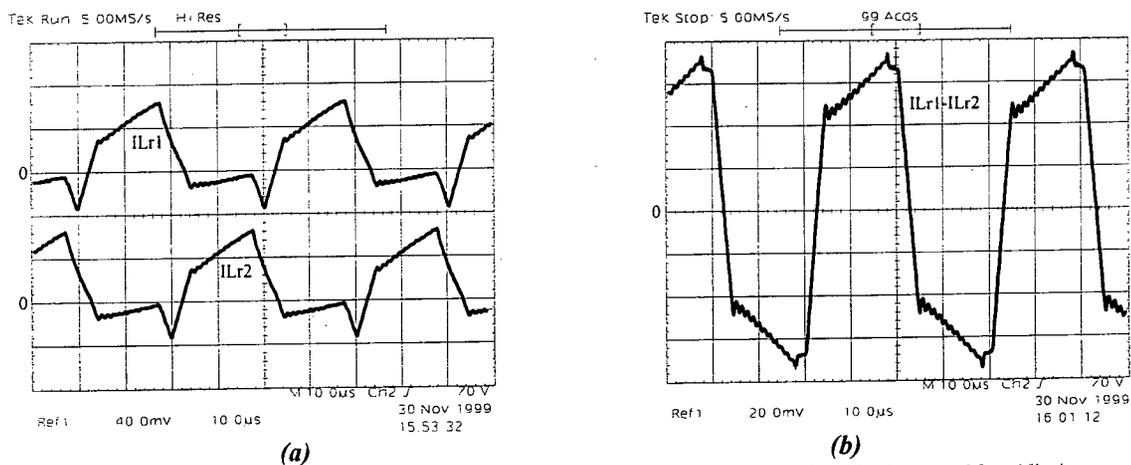


Fig. 4.28. (a) - Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div.; 10us/div.); (b) - Diferença de corrente através dos indutores L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.).

• **Curvas**

As curvas são obtidas mantendo constantes as tensão de entrada em $V_i=200V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. Para manter a tensão de saída constante quando é variada a carga, a razão cíclica de controle D é modificada. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 4.29 e 4.30.

Como é mostrado na Fig. 4.29.a, o desequilíbrio da corrente eficaz através dos circuitos com a variação de corrente de carga é pequeno. Observando a Fig. 4.29.b, nota-se que existe uma corrente média resultante de aproximadamente 0,33A nos primários do transformador, que representa 4,43% do valor teórico (7,45A) que deveria circular através de cada primário. A corrente média resultante é pequena, e não provoca saturação do transformador. Como é mostrado na Fig. 4.30, o rendimento do conversor se mantém em 93% em condições de plena carga.

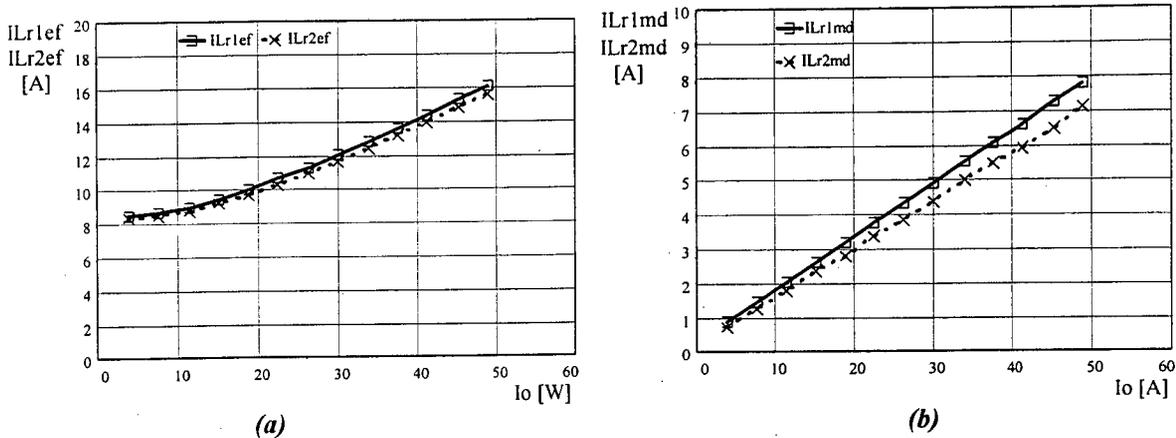


Fig. 4.29. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; (b) Corrente média através dos primários do transformador.

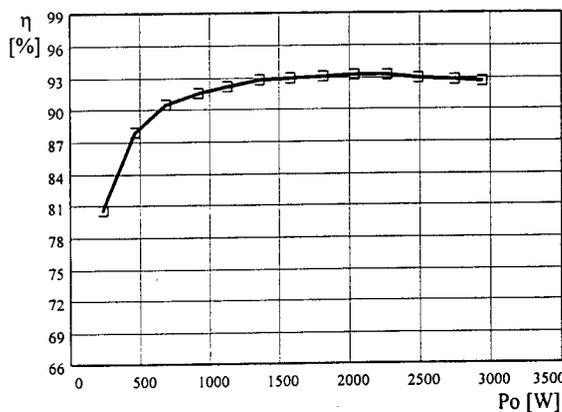


Fig. 4.30. Curva de rendimento do conversor.

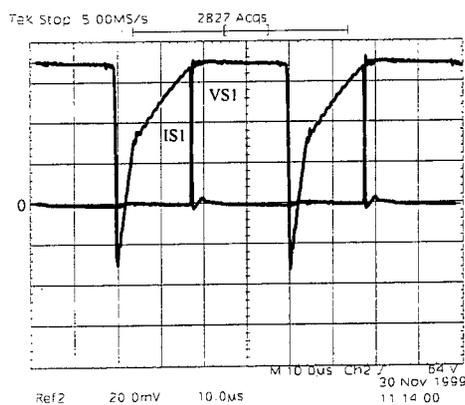
B. Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições são feitas para indutâncias dos indutores de comutação diferentes. A indutância do indutor L_{r1} é 10% menor do que a indutância do indutor L_{r2} , que é mantida no valor efetivo calculado. Portanto, os valores das indutâncias são: $L_{r1}=17,19\mu\text{H}$ e $L_{r2}=19,1\mu\text{H}$.

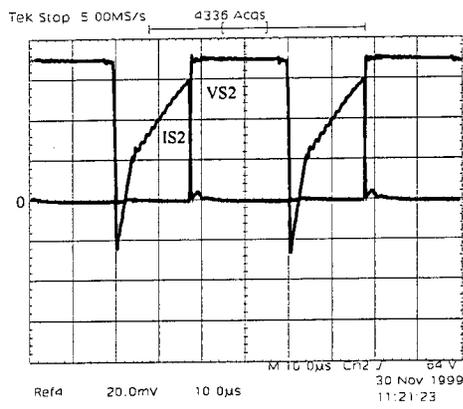
• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

Todas as formas de onda apresentadas a seguir foram obtidas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$, tensão de entrada $V_i=200\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$.

Quando as entradas são conectadas em paralelo, mesmo com diferentes valores dos indutores de comutação, o desequilíbrio de corrente através dos circuitos é pequeno. Como mostram as formas de onda as Figs. 4.31 e 4.32, as características de comutação dos interruptores de potência não são comprometidas.

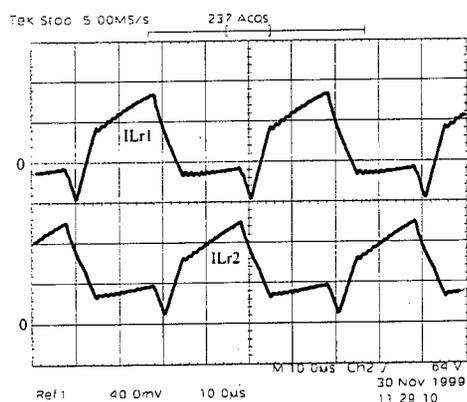


(a)

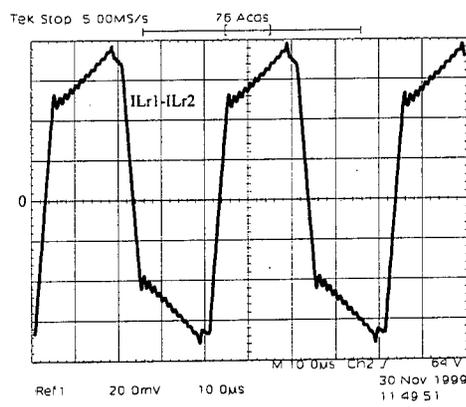


(b)

Fig. 4.31. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.).



(a)

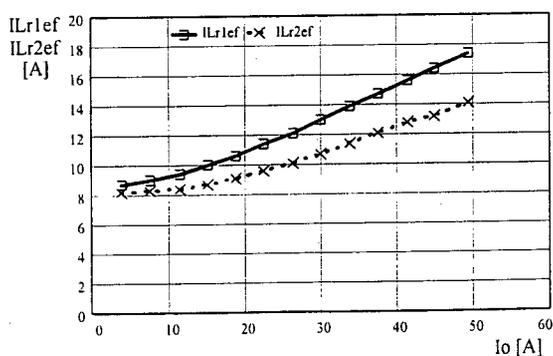


(b)

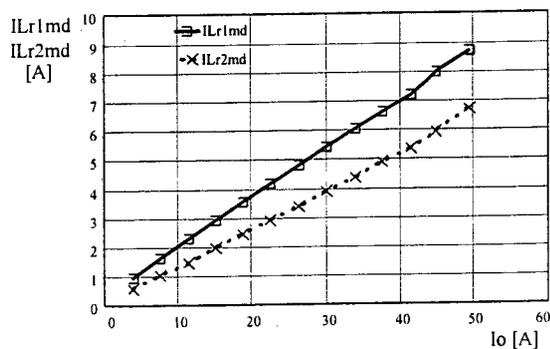
Fig. 4.32. (a) Correntes através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div., 10µs/div.); (b) Diferença de corrente através dos indutores L_{r1} e L_{r2} (10A/div., 10µs/div.).

• Curvas

Neste caso, o procedimento para obter as curvas é igual ao assumido com indutores de comutação iguais. Nas Fig. 4.33 e 4.34 são mostradas as curvas de corrente e de rendimento do conversor.



(a)



(b)

Fig. 4.33. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; (b) Corrente média através dos primários do transformador.

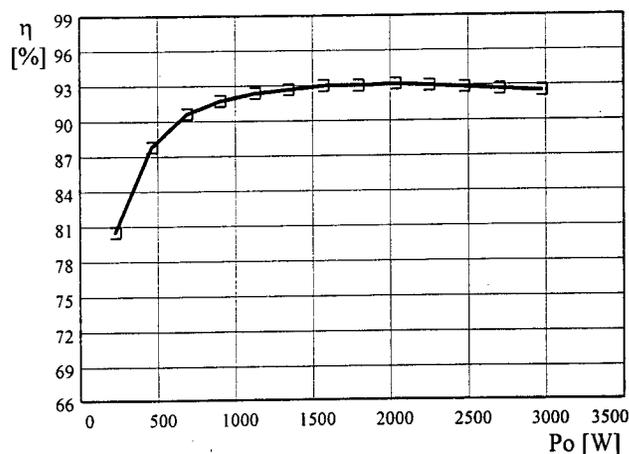


Fig. 4.34. Curva de rendimento do conversor.

Observando a Fig. 4.33.a, o desequilíbrio de corrente eficaz através dos circuitos é em torno de 12,5% em relação ao valor teórico de 15,8A. Como é mostrado na Fig. 4.33.b, o desequilíbrio de corrente média nos primários do transformador é em torno de 12,9% do valor teórico de 7,75A. Mesmo com circulação de corrente contínua pelo transformador, como é mostrado na Fig. 4.34, o conversor apresenta uma eficiência de aproximadamente 93% em plena carga.

4.6. Comparação de Resultados entre os Conversores Otimizado e não Otimizado

Os conversores que são comparados apresentam as mesmas especificações, os mesmos princípios de funcionamento, e as mesmas topologias. Porém, as diferenças estão na frequência de operação, na tecnologia dos interruptores ativos e na redução de razão cíclica. Já que os parâmetros indicados estão relacionados diretamente com as perdas, neste capítulo foram obtidos os parâmetros otimizados para melhorar o rendimento do conversor.

Do conversor não otimizado ao conversor otimizado, foram realizadas as seguintes mudanças: a frequência de operação foi mudada de 100kHz para 25kHz, os interruptores foram mudados de MOSFET's para IGBT's e a perda de razão cíclica foi mudada de 0,2 para 0,18. Com estas mudanças e realizando projetos diferentes, o rendimento foi melhorado de 89,6 para 93% como é mostrada na Fig. 4.35.

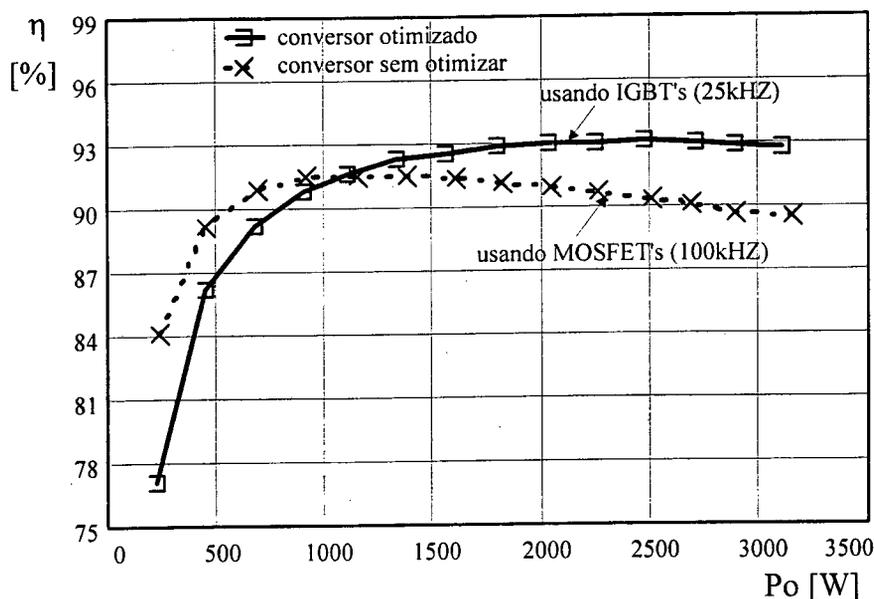


Fig. 4.35. Curvas de rendimento do conversor otimizado e não otimizado.

4.7. Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um estudo de otimização de parâmetros de projeto para o conversor proposto no capítulo anterior. Os parâmetros estudados foram a frequência de operação e a redução de razão cíclica, que influenciam diretamente no rendimento do conversor. Outra questão abordada neste capítulo foi o estudo comparativo de dois tipos de interruptores ativos da geração ano 1.999 para realizar a escolha do mais adequado.

Do estudo realizado neste capítulo são obtidas as seguintes conclusões.

- a frequência ótima usando IGBT's é em torno de 25kHz,
- a frequência ótima usando MOSFET's é em torno de 40kHz,
- os transistores IGBT's apresentam menores perdas que os MOSFET's até em frequências menores que 70kHz,
- a redução de razão cíclica ótima é de 0,18,
- com os parâmetros otimizados a eficiência do conversor foi melhorado de 89,6% para 93% em condições de plena carga.

CAPÍTULO V

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO E INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS

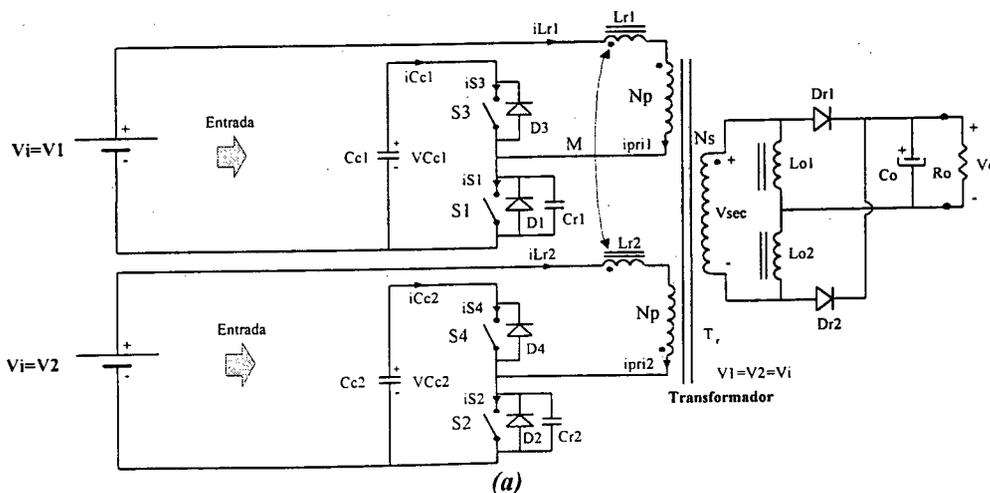
5.1. Introdução

Neste capítulo é estudado o conversor CC-CC proposto no capítulo IV adicionado o acoplamento dos indutores de comutação com a finalidade de atenuar os desequilíbrios de tensão e corrente nos componentes e a excessiva circulação de corrente reativa em baixas potências. Outras características, tais como, perdas de comutação nula desde vazio até plena carga e versatilidade para operar com diferentes valores de tensão de entrada, são preservadas. A topologia do conversor proposto com os indutores de comutação acoplados é mostrada na Fig. 5.1.a. Já que o conversor continua sendo galvanicamente isolado, suas entradas podem ser conectadas em série para as aplicações em elevadas tensões de barramento adicionando simplesmente capacitores de entrada como é mostrado na Fig. 5.1.b, ou as entradas podem ser conectadas em paralelo para as aplicações em elevadas correntes de entrada, como é mostrado na Fig. 5.1.c. Neste capítulo para o conversor são apresentados estudos qualitativo e quantitativo, análise da comutação dos interruptores, metodologia com exemplo de projeto e, finalmente, resultados experimentais.

5.2. Análise Qualitativa

5.2.1. Topologia do Conversor

A topologia do conversor proposto e as duas possibilidades de conexão da mesma são mostradas na Fig. 5.1.



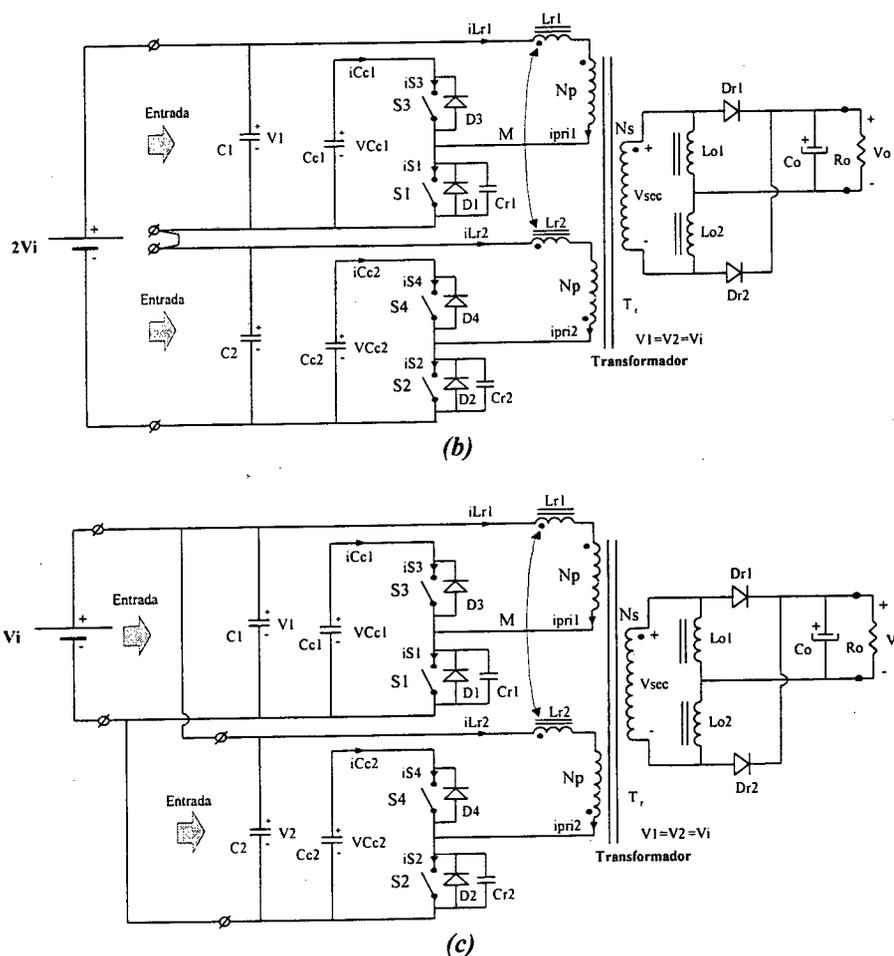


Fig. 5.1. (a) Conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward com grameamento ativo proposto;
 (b) Conversor proposto com as entradas conectadas em série;
 (c) Conversor proposto com as entradas conectadas em paralelo.

O conversor proposto, mostrado na Fig. 5.1.a, é composto dos seguintes componentes: fontes de tensão de entrada V_1 e V_2 ; capacitores grameadores C_{c1} e C_{c2} ; interruptores principais S_1 e S_2 ; interruptores auxiliares S_3 e S_4 ; indutores de comutação acoplados L_{r1} e L_{r2} ; capacitores de comutação C_{r1} e C_{r2} ; diodos em antiparalelo com os interruptores D_1 , D_2 , D_3 e D_4 ; transformador de alta frequência com três enrolamentos T_1 ; diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} ; filtro de saída consistindo de L_{o1} , L_{o2} e C_o ; e resistor de carga R_o .

Para realizar a conexão série das entradas as fontes de alimentação do conversor proposto são substituídas por capacitores adequados C_1 e C_2 .

5.2.2. Efeitos do Acoplamento no Controle da Corrente Eficaz e ΔD

O conversor sem indutores acoplados apresenta as formas de onda de corrente através dos indutores de comutação com o formado mostrado na Fig. 5.2.a. Para diminuir a

circulação de corrente reativa devida à indutância dos indutores de comutação, que estão diretamente relacionadas com a redução de razão cíclica, reduziu-se os valores das indutâncias, porém, por outro lado as correntes eficazes aumentaram muito tal como é mostrado na Fig.5.2.b, tornando inviável esta possibilidade. Esta impossibilidade foi superada acoplando os indutores de comutação com um coeficiente de acoplamento adequado menor que a unidade ($K < 1$). As formas de onda resultantes com coeficiente de acoplamento $K=0,7$ são mostradas na Fig. 5.2.c, e como pode-se observar as correntes eficazes são menores em comparação à outras.

Realizando o acoplamento resulta que, quando as derivadas das correntes através dos indutores em cada etapa são de mesmo sinal, a indutância própria L_r é somada à indutância mútua M , tornando maior impedância no caminho da circulação da corrente; por outro lado, quando as derivadas são de sinais contrários, da indutância própria L_r é subtraída a indutância mútua M tornando uma menor impedância à circulação de corrente. No caso do conversor proposto, durante as etapas de transferência de potência e de roda livre, as impedâncias dos circuitos são muito maiores que as impedâncias durante a etapa de redução da razão cíclica.

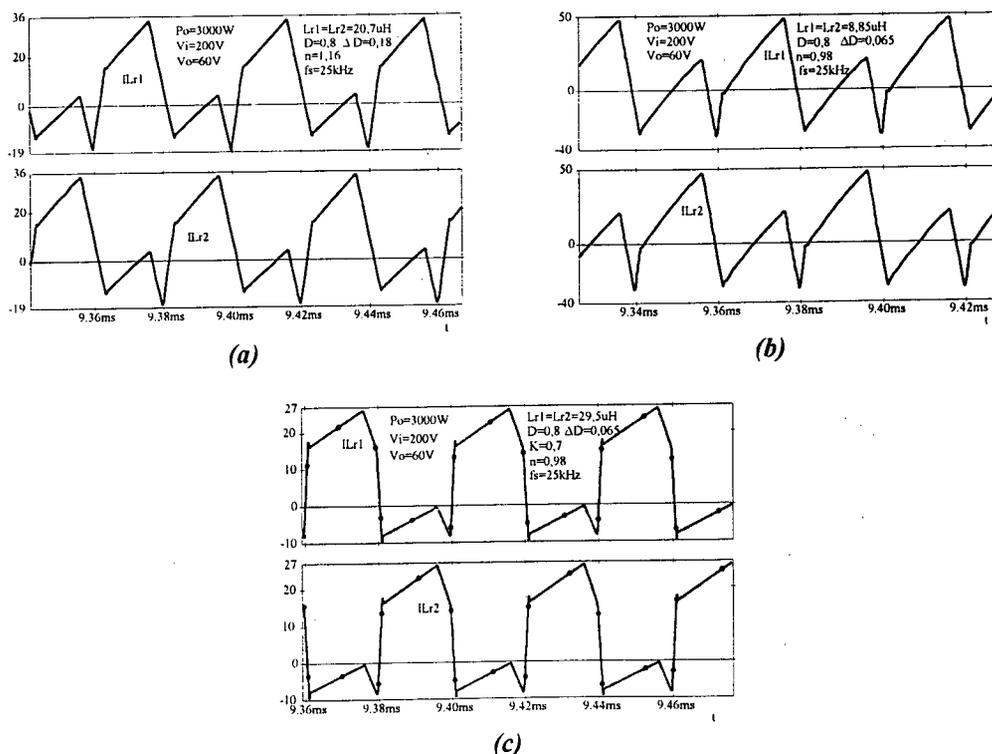


Fig. 5.2. Correntes através dos indutores de comutação.
(a) conversor sem indutores de comutação acoplados ($\Delta D=0,18$)
(b) conversor sem indutores de comutação acoplados ($\Delta D=0,065$)
(c) conversor com indutores de comutação acoplados ($\Delta D=0,065$).

5.2.3. Estratégia de Controle

A estratégia de controle do conversor com indutores acoplados é exatamente igual a estratégia de controle do conversor sem indutores acoplados, descrito no capítulo III. O detalhe da modulação é mostrado na Fig. 5.4.

5.2.4. Etapas de Operação

O conversor proposto opera em modo de condução contínua (MCC) da corrente através dos indutores do filtro de saída.

Para simplificar a análise do conversor, as seguintes considerações são feitas:

- o conversor opera em regime permanente;
- todos os componentes são considerados ideais;
- os indutores do filtro de saída L_{o1} e L_{o2} são suficientemente grandes para ser considerados como fontes de corrente com valores iguais à metade da corrente de carga $I_o/2$;
- os indutores de comutação são iguais ($L_{r1}=L_{r2}=L_r$);
- os capacitores de grampeamento são iguais ($C_{c1}=C_{c2}=C_c$);
- as tensões sobre os capacitores grampeadores são iguais ($V_{Cc1}=V_{Cc2}=V_{Cc}$);
- os capacitores de comutação são iguais ($C_{r1}=C_{r2}=C_r$);
- as indutâncias de dispersão do transformador são incluídas nas indutâncias dos indutores de comutação acoplados L_{r1} e L_{r2} ;
- A corrente magnetizante do transformador é desprezível comparada à corrente de carga;
- não há diferença entre as razões cíclicas dos sinais de comando aplicados em cada par de interruptores (S_1 - S_2 e S_3 - S_4).

É conveniente ressaltar que as considerações indicadas anteriormente não comprometem o comportamento real do conversor.

Na Fig. 5.3 são mostrados os circuitos das etapas de operação do conversor da Fig. 5.1.a para meio período. A descrição das etapas de operação é igual ao realizado para o

conversor sem indutores acoplados do capítulo III. Na Fig. 5.4 são mostradas as principais formas de onda de tensão e corrente para um período de comutação.

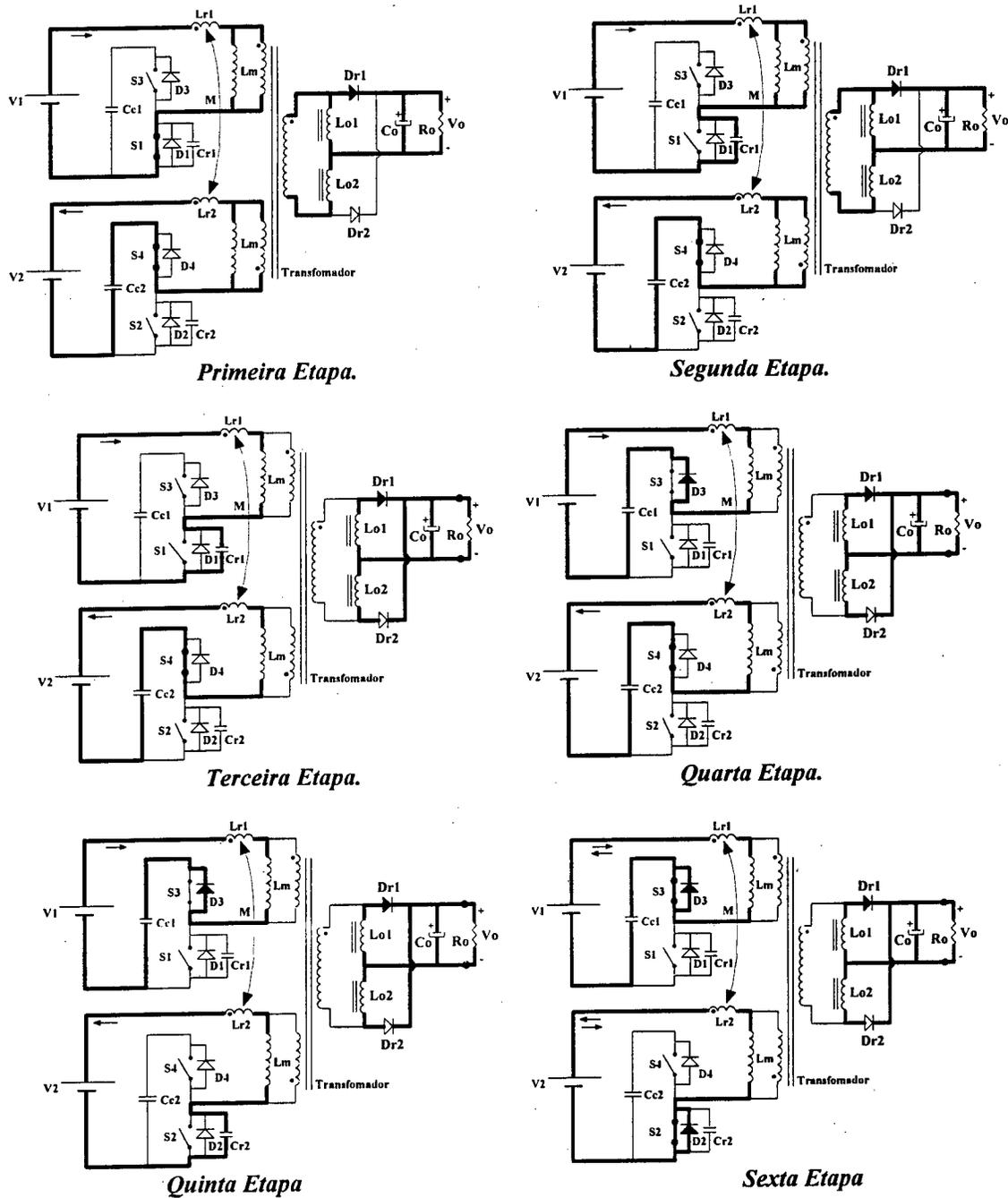


Fig. 5.3. Etapas de operação do conversor.

5.2.5. Principais Formas de Onda Teóricas

Na Fig. 5.4 são apresentadas as formas de onda teóricas de tensão e corrente considerando as etapas de comutação. Por outro lado, na Fig. 5.5 são apresentadas as mesmas formas de onda sem considerar as etapas de comutação, com a finalidade de poder facilitar a descrição matemática do conversor.

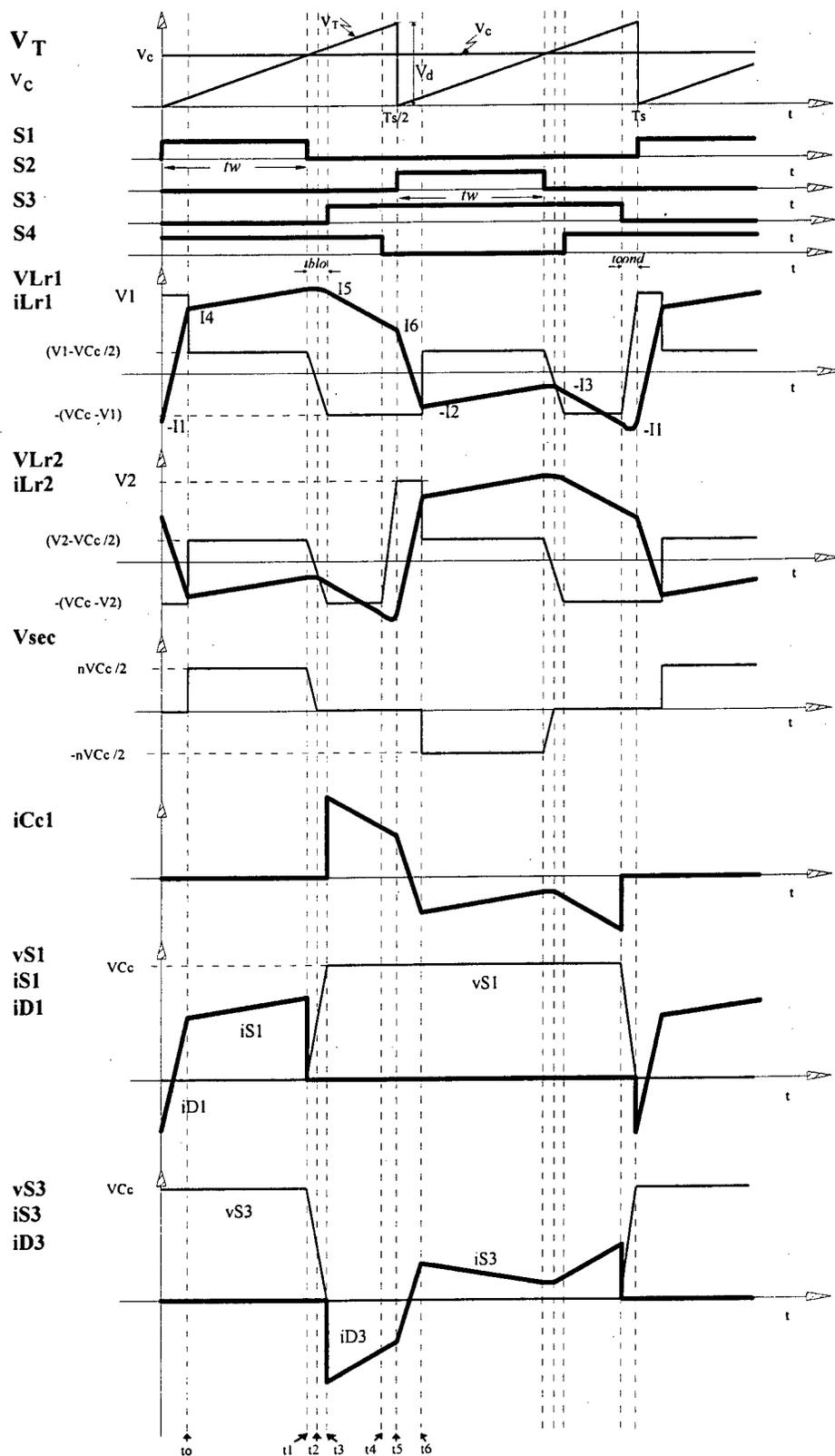


Fig. 5.4. Formas de onda considerando as comutações.

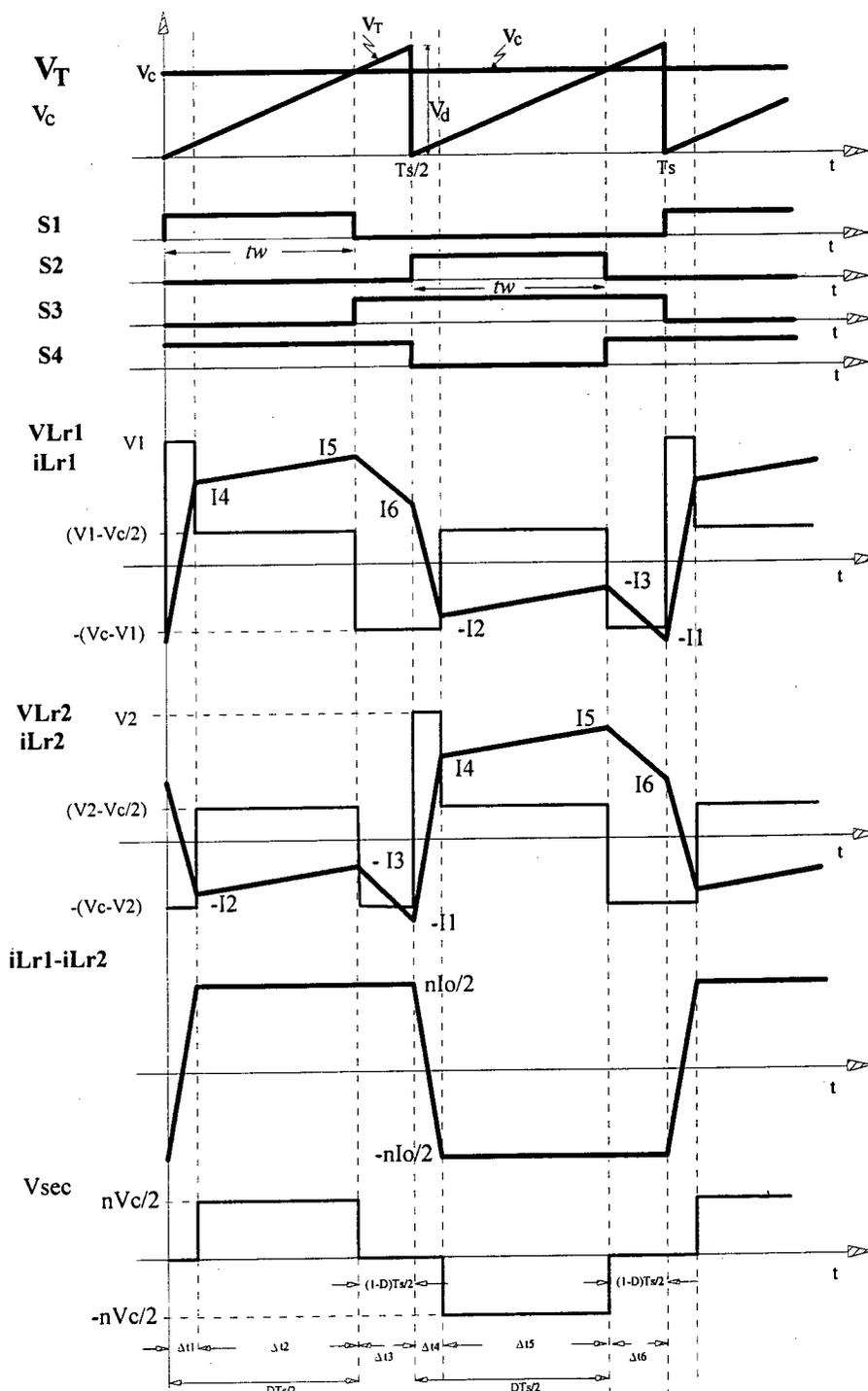


Fig. 5.5. Formas de onda sem considerar as comutações.

5.3. Análise Quantitativa

Para simplificar a análise teórica do conversor são ignoradas as etapas de comutação. A desconsideração das etapas de comutação para a análise teórica, não compromete o comportamento real de operação do conversor. Para prosseguir com a análise são utilizadas as formas de onda mostradas na Fig. 5.5.

• **Definição da Razão Cíclica de Controle D**

Os conversores da Fig.5.1 utilizam a mesma modulação assimétrica aplicada aos conversores da Fig. 3.1. Portanto, neste capítulo é usada a mesma razão cíclica de controle definida pela Eq. (3.a). A equação indicada é igual a:

$$D = \frac{t_w}{T_s/2} \tag{5.a}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \tag{5.b}$$

onde,

t_w : duração da largura de pulso do interruptor S_1 ou S_2 ,

T_s : período de comutação,

f_s : frequência de comutação.

• **Determinação dos Valores dos Intervalos de Tempo**

As equações são encontradas para cada intervalo ao longo de um período de comutação. Portanto, a seguir são dadas as equações:

Intervalo Δt_1 :

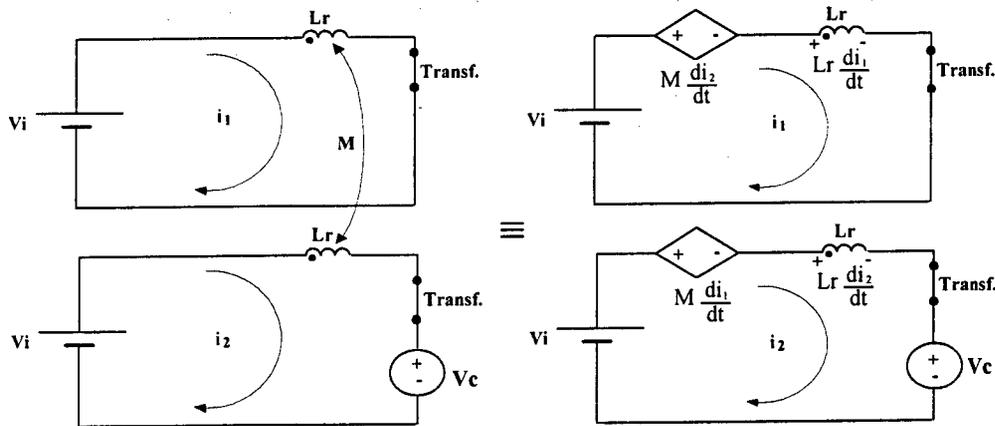


Fig.5.6. Circuito equivalente no intervalo Δt_1 .

$$M = K \cdot \sqrt{L_r \cdot L_r} = K \cdot L_r \tag{5.1}$$

onde:

M : indutância mútua

K : coeficiente de acoplamento

$$i_1(t) = -I_1 + \left[\frac{V_i \cdot (D - 2 - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \quad (5.2)$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_1) = I_4$,

$$I_4 = -I_1 + \left[\frac{V_i \cdot (D - 2 - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_1 \quad (5.3)$$

Intervalo Δt_2 :

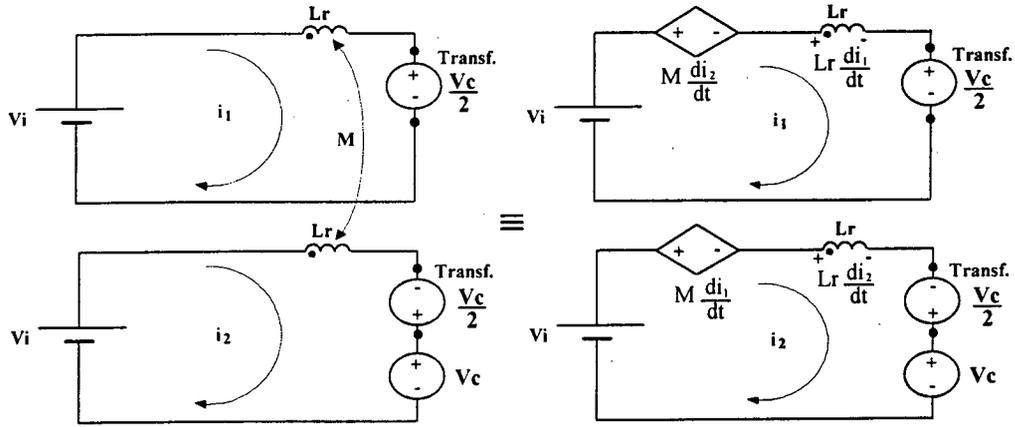


Fig.5.7. Circuito equivalente no intervalo Δt_2 .

$$i_1(t) = I_4 + \left[\frac{V_i \cdot (K - KD - 1 + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \quad (5.4)$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_2) = I_5$,

$$I_5 = I_4 + \left[\frac{V_i \cdot (K - KD - 1 + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_2 \quad (5.5)$$

Intervalo Δt_3 :

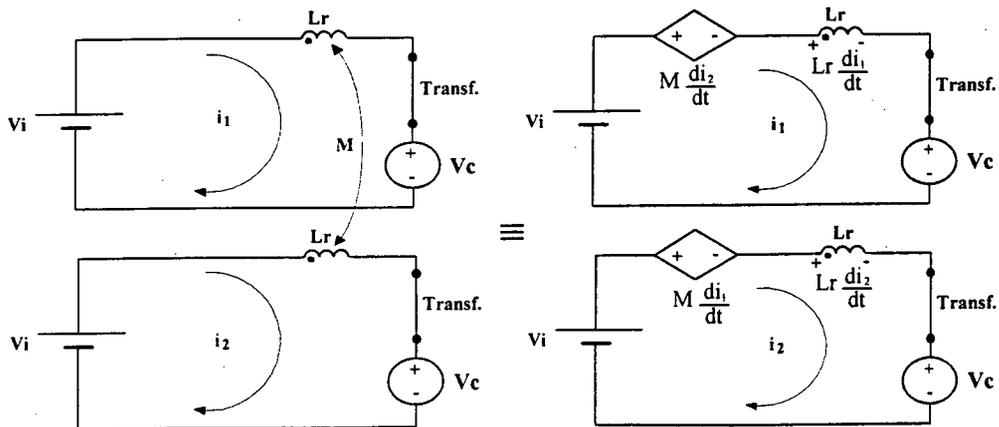


Fig.5.8. Circuito equivalente no intervalo Δt_3 .

$$i_1(t) = I_5 + \left[\frac{V_i \cdot (D - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \tag{5.6}$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_3) = I_6$,

$$I_6 = I_5 + \left[\frac{V_i \cdot (D - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_3 \tag{5.7}$$

Intervalo Δt_4 :

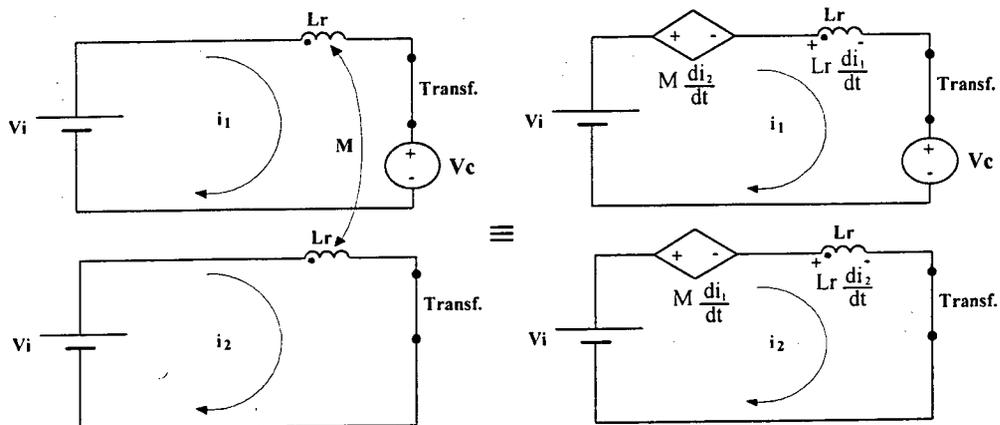


Fig.5.9. Circuito equivalente no intervalo Δt_4 .

$$i_1(t) = I_6 + \left[\frac{V_i \cdot (2K - KD + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \tag{5.8}$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_4) = -I_2$,

$$-I_2 = I_6 + \left[\frac{V_i \cdot (2K - KD + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_4 \tag{5.9}$$

Intervalo Δt_5 :

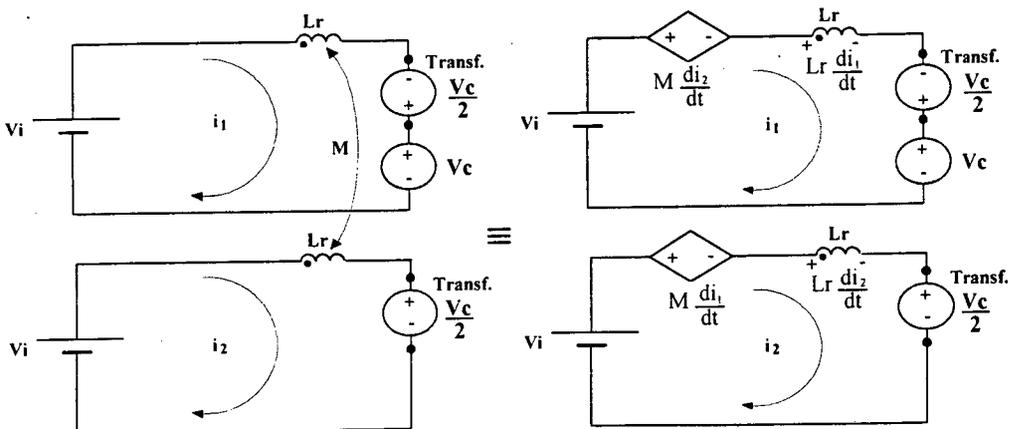


Fig.5.10. Circuito equivalente no intervalo Δt_5 .

$$i_1(t) = -I_2 + \left[\frac{V_i \cdot (K - KD - 1 + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \quad (5.10)$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_5) = -I_3$,

$$-I_3 = -I_2 + \left[\frac{V_i \cdot (K - KD - 1 + D)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_5 \quad (5.11)$$

Intervalo Δt_6

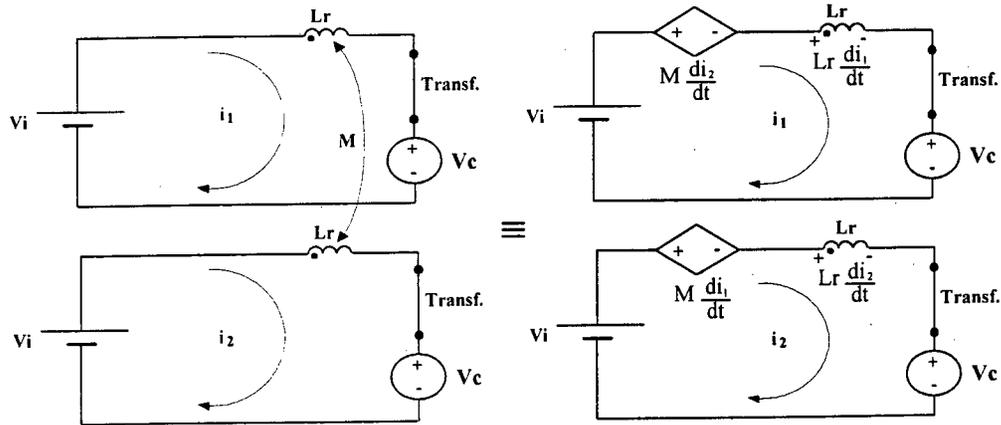


Fig. 5.11. Circuito equivalente no intervalo Δt_6 .

$$i_1(t) = -I_3 + \left[\frac{V_i \cdot (D - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot t \quad (5.12)$$

No final do intervalo $i_1(\Delta t_6) = -I_1$,

$$-I_1 = -I_3 + \left[\frac{V_i \cdot (D - KD)}{L_r \cdot (2 - D) \cdot (K^2 - 1)} \right] \cdot \Delta t_6 \quad (5.13)$$

Também são conhecidas as seguintes equações:

$$\Delta t_3 = (1 - D) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (5.14)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = D \cdot \frac{T_s}{2} \quad (5.15)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 \quad (5.16)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 \quad (5.17)$$

$$\Delta t_3 = \Delta t_6 \quad (5.18)$$

$$I_5 + I_3 = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (5.19)$$

$$I_4 + I_2 = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (5.20)$$

Fazendo um sistema de equações lineares com as Eqs. (5.3), (5.5), (5.7), (5.9), (5.11), (5.13), (5.14), (5.15), (5.16), (5.17), (5.18), (5.19) e (5.20) e, resolvendo, encontra-se o valor do intervalo de tempo Δt_1 .

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 = \frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot (2-D) \cdot (1-K^2)}{2 \cdot V_i \cdot (1+K)} \quad (5.21)$$

Usando as Eqs. (5.15) e (5.17), obtém-se a Eq. (5.22).

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 = \left(\frac{D}{2 \cdot f_s} - \frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot (2-D) \cdot (1-K^2)}{2 \cdot V_i \cdot (1+K)} \right) \quad (5.22)$$

O intervalo $\Delta t_3 = \Delta t_6$ é conhecido por meio da Eq. (5.14).

• Determinação dos Valores Iniciais de Corrente através do Indutor de Comutação em cada Intervalo

Os valores iniciais de corrente através do indutor de comutação em cada intervalo são iguais a I_1, I_2, I_3, I_4, I_5 e I_6 .

Uma das equações importantes para encontrar estes valores, é a equação da corrente média no capacitor grampeador C_{C1} . O valor desta corrente média deve ser nula num período de comutação para qualquer variação de razão cíclica de controle. Desta maneira, a equação é dada por,

$$I_{C_{cnd}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left[I_5 + \frac{V_i \cdot (D-KD)}{L_r \cdot (2-D) \cdot (K^2-1)} \cdot t \right] \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \left[I_6 + \frac{V_i \cdot (2K-KD+D)}{L_r \cdot (2-D) \cdot (K^2-1)} \cdot t \right] \cdot dt + \dots \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_2} \left[-I_2 + \frac{V_i \cdot (K-KD-1+D)}{L_r \cdot (2-D) \cdot (K^2-1)} \cdot t \right] \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[-I_3 + \frac{V_i \cdot (D-KD)}{L_r \cdot (2-D) \cdot (K^2-1)} \cdot t \right] \cdot dt \right\} = 0 \quad (5.23)$$

A partir do sistema de equações formado pelas equações (5.3), (5.5), (5.7), (5.9), (5.11), (5.13), (5.14), (5.21), (5.22) e (5.23) são obtidos os valores esperados.

$$I_1 = \left[\frac{n \cdot I_o \cdot (K-KD+1-D)}{2 \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2-D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.24)$$

$$I_2 = \left[\frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{n \cdot I_o \cdot (3K-1-4KD+KD^2-D^2+2D)}{2 \cdot (1+K)(2-D)} + \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2-D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.25)$$

$$I_3 = \left[-\frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{n \cdot I_o \cdot (K-KD+1-D)}{2 \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2-D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.26)$$

$$I_4 = \left[\frac{n \cdot I_o \cdot (3KD-K-3D+3+D^2-KD^2)}{2 \cdot (1+K) \cdot (2-D)} - \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2-D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.27)$$

$$I_5 = \left[\frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2 - D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} + \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.28)$$

$$I_6 = \left[\frac{n \cdot I_o}{2 \cdot (2-D)} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K^2 + K^2D + 2 - D)}{4 \cdot V_i \cdot (1+K) \cdot (2-D)} - \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D)}{4 \cdot L_r \cdot f_s \cdot (1+K) \cdot (2-D)} \right] \quad (5.29)$$

5.3.1. Característica de Grampeamento

A característica de grampeamento do conversor com indutores acoplados é exatamente igual à característica de grampeamento do conversor sem indutores acoplados. Portanto,

$$V_{Cc} = \frac{2}{(2-D)} \cdot V_i \quad (5.30)$$

O gráfico da tensão de grampeamento V_{Cc} , em função da razão cíclica D , é apresentado na Fig. 5.29.a.

5.3.2. Característica de Saída ou Externa

No conversor proposto a redução da razão cíclica ΔD , que ocorre devido à variação linear da corrente através dos indutores de comutação e das indutâncias de dispersão do transformador, é reduzida bastante graças ao acoplamento dos indutores. Portanto, a capacidade de transferência de potência da entrada para a saída é aumentada. A redução de razão cíclica é refletida diretamente na tensão do secundário do transformador (ver Fig. 5.5).

De acordo com as formas de onda mostradas na Fig. 5.5, e considerando que o tempo de comutação é muito menor do que o período de comutação, a tensão média de saída é dada pela Eq. (5.31)

$$V_o = n \cdot \frac{V_{Cc}}{2} \cdot \left(\frac{D}{2} - \frac{\Delta t_1}{T_s} \right) \quad (5.31)$$

V_o : tensão de saída;

V_{Cc} : tensão de grampeamento;

T_s : período de comutação;

n : relação de transformação do transformador (N_S/N_P),

D : razão cíclica,

Δt_1 : intervalo de tempo sem transferência de energia (Sexta Etapa).

A redução da razão cíclica num período de comutação T_s é igual a:

$$\Delta D = \frac{2 \cdot \Delta t_i}{T_s} \quad (5.32)$$

Substituindo o valor de Δt_i dado na Eq. (5.21), a redução da razão cíclica fica assim definida,

$$\Delta D = \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o \cdot (2 - D) \cdot (1 - K^2)}{V_i \cdot (1 + K)} \quad (5.33)$$

f_s : frequência de comutação;

I_o : corrente média de saída.

Substituindo as Eqs. (5.21) e (5.30) na Eq. (5.31), a tensão média de saída fica definida pela Eq. (5.34).

$$V_o = n \cdot V_i \cdot \left[\frac{D}{2 \cdot (2 - D)} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o \cdot (1 - K^2)}{2 \cdot V_i \cdot (1 + K)} \right] \quad (5.34)$$

O gráfico da tensão de saída V_o , como uma função da corrente de saída I_o , conhecida como característica de saída, é mostrada na Fig. 5.29.b.

A Eq. (5.34) também pode ser expressa de maneira normalizada como é dada pela Eq. (5.36).

$$G_v = \frac{V_o}{n \cdot V_i} \quad (5.35)$$

$$G_v = \left[\frac{D}{2 \cdot (2 - D)} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o \cdot (1 - K^2)}{2 \cdot V_i \cdot (1 + K)} \right] \quad (5.36)$$

A Eq. (5.36) pode ser generalizada independentemente dos parâmetros, n , L_r , f_s , K e V_i , colocando em função da redução da razão cíclica ΔD . Desta maneira, tem-se:

$$G_v = \left[\frac{(D - \Delta D)}{2 \cdot (2 - D)} \right] \quad (5.37)$$

O gráfico de G_v em função da redução da razão cíclica ΔD , tomando a razão cíclica como parâmetro, é mostrado na Fig. 5.12

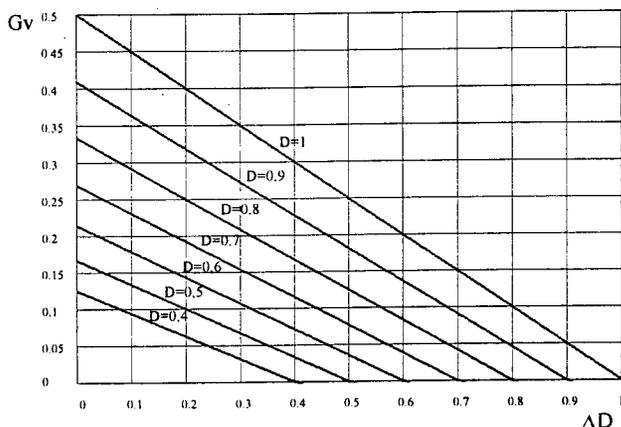


Fig. 5.12. Característica externa geral do conversor.

5.3.3. Relação de Transformação do Transformador

O transformador de alta frequência do conversor consta de dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário para a utilização de um retificador dobrador de corrente [43]. A relação de transformação apresentada neste item é dada entre o secundário e cada primário. A Eq. (5.38) é encontrado a partir da característica externa.

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2 \cdot (2 - D)}{(D - \Delta D)} \cdot \frac{V_o}{V_i} \tag{5.38}$$

A Eq. (5.38) é normalizada da seguinte maneira:

$$\bar{n} = n \cdot \frac{V_i}{V_o} \tag{5.39}$$

$$\bar{n} = \frac{2 \cdot (2 - D)}{(D - \Delta D)} \tag{5.40}$$

O gráfico da relação de transformação normalizada em função da perda de razão cíclica ΔD, tomando a razão cíclica D como parâmetro, é mostrado na Fig. 5.13.

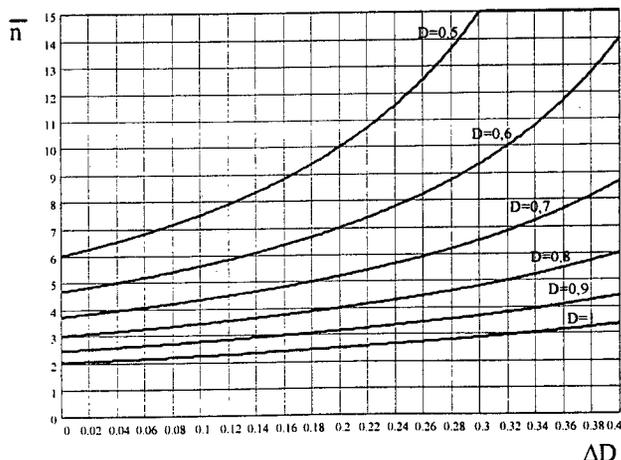


Fig. 5.13. Relação de transformação normalizada em função de ΔD, tomando D como parâmetro.

5.3.4. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor

No conversor com indutores acoplados, devido a adição do parâmetro do coeficiente de acoplamento K , as equações matemáticas das funções de corrente através dos componentes são muito complexas, por este motivo busca-se uma aproximação. Como as formas de onda de corrente através dos componentes do conversor com indutores acoplados são aproximadamente iguais às do conversor sem indutores acoplados, é possível aproveitar os gráficos de corrente normalizada obtidas no capítulo III. Portanto, todos os esforços de corrente através dos componentes do conversor, devem ser encontrados como se os indutores de comutação não fossem acoplados. Com esta aproximação, os esforços de corrente dos componentes são um pouco maiores. Para realizar esta aproximação e calcular os esforços de corrente através dos componentes, o coeficiente de acoplamento deve ser tomado igual a zero ($K=0$).

5.3.5. Máximos Esforços de Tensão nos Componentes do Conversor

Os máximos esforços de tensão sobre os componentes do conversor podem ser calculados utilizando as equações apresentadas no item 3.3.5 do capítulo III.

Portanto, no conversor com indutores acoplados, os semicondutores de potência, os componentes do filtro de saída, os capacitores grampeadores e os capacitores de entrada devem ser dimensionados em tensão e corrente, exatamente igual ao caso do conversor sem indutores de comutação acoplados. Os componentes que sofrem mudanças são: os indutores de comutação, os capacitores de comutação e o transformador de alta frequência.

5.4. Determinação da Redução da Razão Cíclica Ótima

O princípio para determinar a redução de razão cíclica ótima do conversor com indutores acoplados é similar ao apresentado para o conversor sem indutores acoplados no capítulo IV.

A corrente média de entrada de cada fonte de alimentação é dada pela Eq. 5.41.

$$I_{i_{md}} = \frac{n \cdot I_o}{4 \cdot (2 - D)} \cdot \left[D - \frac{n \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s \cdot (-2K + KD + 2 - D)}{V_i} \right] \quad (5.41)$$

Normalizando a Eq. (5.41), tem-se:

$$\overline{I}_{i_{md}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{i_{md}} \quad (5.42)$$

$$\overline{I_{imd}} = \frac{D \cdot (1 + K) \cdot \Delta D}{4 \cdot (2 - D)^2 \cdot (1 - K^2)} - \frac{(1 + K)^2 \cdot \Delta D^2 \cdot (-2K + KD + 2 - D)}{4 \cdot (2 - D)^3 \cdot (1 - K^2)^2} \quad (5.43)$$

A corrente eficaz através de cada indutor de comutação é dada pela Eq. (5.44).

$$I_{Lref} = \left\{ \frac{1}{48} \left[\frac{3n^4 I_o^4 L_r^2 f_s^2 (K^4 D^2 - 4K^4 D - 2K^2 D^2 + 8K^2 D + 4K^4 - 8K^2 + D^2 - 4D + 4)}{V_i^2 (1 + K)^2 (2 - D)^2} + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2n^3 I_o^3 L_r f_s (3K^3 D^2 - K^3 D^3 - 6K^3 D - K^2 D^3 - 6K^2 D + 3K^2 D^2 + 8K^3 + 8K^2 - 3KD^2 + 6KD + KD^3 - 8K + D^3 + 6D - 3D^2 - 8)}{V_i (1 + K)^2 (2 - D)^2} + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{6n^2 I_o^2 (K^2 D^2 - 2K^2 D - 4KD + 2KD^2 + 2K^2 + 4K + D^2 - 2D + 2)}{(1 + K)^2 (2 - D)^2} + \frac{D^2 V_i^2 (D^2 - 2D + 1)}{f_s^2 L_r^2 (1 + K)^2 (2 - D)^2} \right] \right\}^{1/2} \quad (5.44)$$

Normalizando a Eq. (5.44), obtém-se:

$$\overline{I_{Lref}} = \frac{f_s \cdot L_r}{V_i} \cdot I_{Lref} \quad (5.45)$$

$$\overline{I_{Lref}} = \left\{ \left[\frac{(1 + K)^2 \cdot \Delta D^4 \cdot (K^4 D^2 - 4K^4 D - 2K^2 D^2 + 8K^2 D + 4K^4 - 8K^2 + D^2 - 4D + 4)}{16(1 - K^2)^4 (2 - D)^6} + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{(1 + K) \cdot \Delta D^3 \cdot (3K^3 D^2 - K^3 D^3 - 6K^3 D - K^2 D^3 - 6K^2 D + 3K^2 D^2 + 8K^3 + 8K^2 - 3KD^2 + 6KD + KD^3 - 8K + D^3 + 6D - 3D^2 - 8)}{24(1 - K^2)^3 (2 - D)^5} + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\Delta D^2 \cdot (K^2 D^2 - 2K^2 D - 4KD + 2KD^2 + 2K^2 + 4K + D^2 - 2D + 2)}{8(1 - K^2)^2 (2 - D)^4} + \frac{D^2 (D^2 - 2D + 1)}{48(1 + K)^2 (2 - D)^2} \right] \right\}^{1/2} \quad (5.46)$$

A relação entre as correntes média e eficaz, em função da redução da razão cíclica ΔD , tomando D como parâmetro e $K=0,7$, é apresentada graficamente na Fig. 5.14.

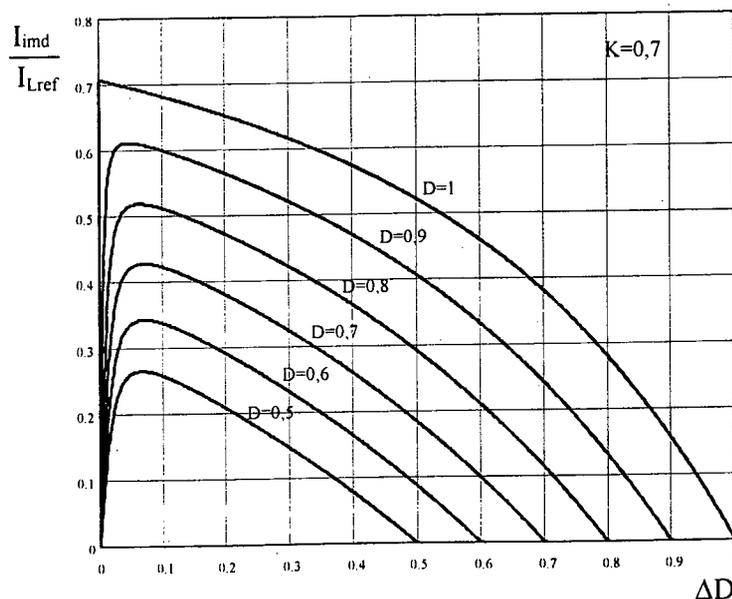


Fig. 5.14. Relação da correntes média de entrada com a corrente eficaz no indutor de comutação, como uma função de ΔD .

Para uma razão cíclica dada, no máximo ponto da curva a quantidade de energia reativa circulando no lado primário do transformador é menor. Na prática, uma vez que a razão cíclica máxima é assumida, a correspondente curva proporciona a ótima redução da razão cíclica, ΔD .

5.5. Análise da Comutação

Uma análise da comutação, tanto na entrada em condução como no bloqueio de cada interruptor, deve ser realizada para poder garantir a comutação sob tensão nula (ZVS) e também evitar o curto-circuito dos capacitores grampeadores de tensão. Neste sentido, os interruptores principais e auxiliares devem apresentar um tempo morto de seus comandos complementares. O ajuste deve ser feito para a situação de carga nula pelo fato de ser crítica na comutação.

No caso do conversor da Fig. 5.1, as comutações dos interruptores tornam-se críticas para a mínima carga. Como este conversor opera com comutação suave dos interruptores de vazio até plena carga, as comutações tornam-se críticas em vazio, $I_o=0$. Portanto, toda a análise apresentada para determinar os gráficos é realizada para essa situação.

5.5.1. Na Entrada em Condução

Para realizar a análise da comutação na entrada em condução é tomada a **Quinta Etapa** que corresponde à comutação do interruptor principal S_2 . Uma situação similar ocorre com o interruptor principal S_1 no semiperíodo seguinte.

O circuito equivalente durante a comutação é mostrada na Fig. 5.15. A mesma é necessária para ajudar a análise.

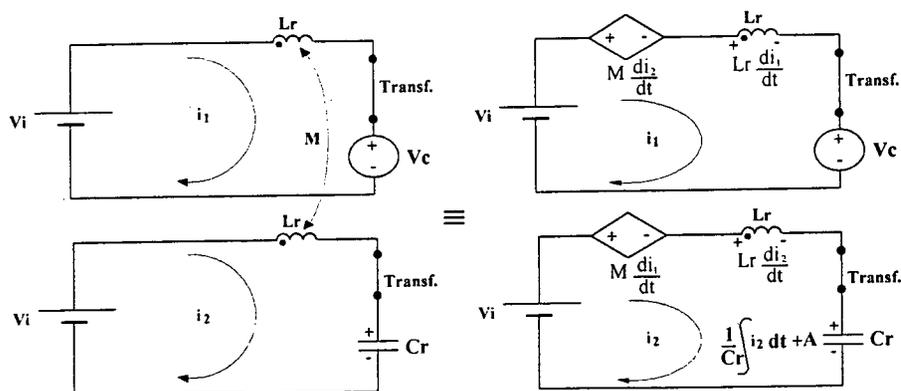


Fig. 5.15. Circuito equivalente durante a entrada em condução do interruptor S_2 .

O sistema de equações diferenciais para o circuito da Fig. 5.15 é igual a:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = V_i - V_C \\ L_r \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_2 dt + A = V_i \end{cases} \quad (5.47)$$

$A=V_C$, trata-se de uma condição inicial.

Resolvendo o sistema de equações, obtém-se a corrente $i_2(t)$. Portanto,

$$i_{Lr2}(t) = -I_1 \cdot \cos\left(\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t\right) - \frac{D \cdot V_i}{(2-D) \cdot Z_o} \cdot \sqrt{\frac{1-K}{1+K}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t\right) \quad (5.48)$$

A frequência angular de ressonância e a impedância característica são dadas pelas Eqs. (5.49) e (5.50).

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{C_r \cdot L_r}} \quad (5.49)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.50)$$

A tensão sobre o capacitor de comutação C_r é:

$$V_{C_r}(t) = \frac{2V_i}{(2-D)} + \frac{1}{C_r} \left\{ -\frac{I_1 \sqrt{1-K^2}}{\omega_o} \operatorname{sen}\left[\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t\right] + \frac{DV_i(1-K)}{(2-D)Z_o\omega_o} \cos\left[\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t\right] - \frac{DV_i(1-K)}{(2-D)Z_o\omega_o} \right\} \quad (5.51)$$

Ao finalizar a etapa a tensão sobre o capacitor C_r é $V_{C_r}(t_{\text{cond}})=0$. Portanto, substituindo na Eq. (5.51), tem-se:

$$\frac{2V_i}{(2-D)} + \frac{1}{C_r} \left\{ -\frac{I_1 \sqrt{1-K^2}}{\omega_o} \operatorname{sen}\left[\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t_{\text{cond}}\right] + \frac{DV_i(1-K)}{(2-D)Z_o\omega_o} \cos\left[\frac{\omega_o}{\sqrt{1-K^2}} \cdot t_{\text{cond}}\right] - \frac{DV_i(1-K)}{(2-D)Z_o\omega_o} \right\} = 0 \quad (5.52)$$

Arranjando $(\omega_o t_{\text{cond}})$ da Eq. (5.52), tem-se:

$$\omega_o \cdot t_{\text{cond}} = \sqrt{1-K^2} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-I_1 Z_o (2-D) \sqrt{1-K^2}}{DV_i(1-K)} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-V_i(2-D+KD)}{\sqrt{I_1^2 Z_o^2 (1-K^2)(2-D)^2 + D^2 V_i^2 (1-K)^2}} \right] \right\} \quad (5.52)$$

Substituindo I_1 dada pela Eq. (5.24), simplificando e normalizando a frequência, tem-se:

$$\bar{f} = \frac{f_s}{f_o} \quad (5.53)$$

$$\theta_{\text{cond}} = \omega_o \cdot t_{\text{cond}} \quad (5.54)$$

\bar{f} : frequência normalizada,

t_{cond} : tempo de descarga do capacitor de comutação ($C_r=C_{r2}$),

f_o : frequência de ressonância,

f_s : frequência de comutação,

θ_{cond} : ângulo na frequência de ressonância.

$$\theta_{cond} = \sqrt{(1-K^2)} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi \cdot (1-D)}{2 \cdot \bar{f} \sqrt{(1-K^2)}} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-2 \cdot \bar{f} \cdot (2-D+KD) \sqrt{(1+K)}}{D \cdot \sqrt{\pi^2 \cdot (1-D)^2 (1-K) + 4 \cdot \bar{f}^2 (1-K^2) (1-K)}} \right] \right\} \quad (5.55)$$

A partir das Eqs. (5.49), (5.53), (5.54) e (5.55), o intervalo de tempo de descarga normalizado é definido pela Eq. (5.56).

$$\overline{t_{cond}} = \frac{\bar{f}}{2\pi} \sqrt{(1-K^2)} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi \cdot (1-D)}{2 \cdot \bar{f} \sqrt{(1-K^2)}} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-2 \cdot \bar{f} \cdot (2-D+KD) \sqrt{(1+K)}}{D \cdot \sqrt{\pi^2 \cdot (1-D)^2 (1-K) + 4 \cdot \bar{f}^2 (1-K^2) (1-K)}} \right] \right\} \quad (5.56)$$

$$\overline{t_{cond}} = \frac{t_{cond}}{T_s} \quad (5.57)$$

O intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{cond}}$ em função de \bar{f} , durante a entrada em condução, é mostrado na Fig. 5.16.

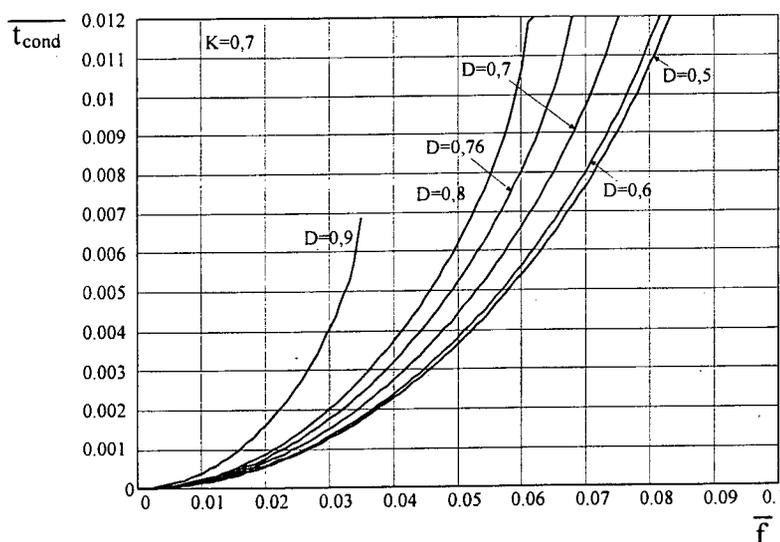


Fig. 5.16. Intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{cond}}$ em função de \bar{f} , durante a entrada em condução.

5.5.2. No Bloqueio

Neste caso é analisada a comutação de bloqueio do interruptor S_1 correspondente às Segunda e Terceira Etapas. Durante esta comutação o capacitor de comutação C_{r1} é carregado.

Inicialmente o capacitor C_{r1} (**Segunda Etapa**) é carregado linearmente com uma corrente aproximadamente constante de valor I_5 , dada pela Eq. (5.28). A variação linear da tensão sobre C_{r1} é definida pela Eq. (5.58).

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_5}{C_{r1}} \cdot t \quad (5.58)$$

A etapa finaliza quando a tensão sobre o capacitor atinge o valor $V_{Cr}(t_{blo1})=V_i$. Portanto,

$$V_i = \frac{I_5}{C_r} \cdot t_{blo1} \quad (5.59)$$

Arranjando t_{blo1} da Eq. (5.59), tem-se:

$$t_{blo1} = \frac{C_{r1} \cdot V_i}{I_5} \quad (5.60)$$

Posteriormente, na **Terceira Etapa** o processo de carga do capacitor C_{r1} continua, porém desta vez de uma maneira ressonante. O circuito equivalente desta etapa é dado a seguir:

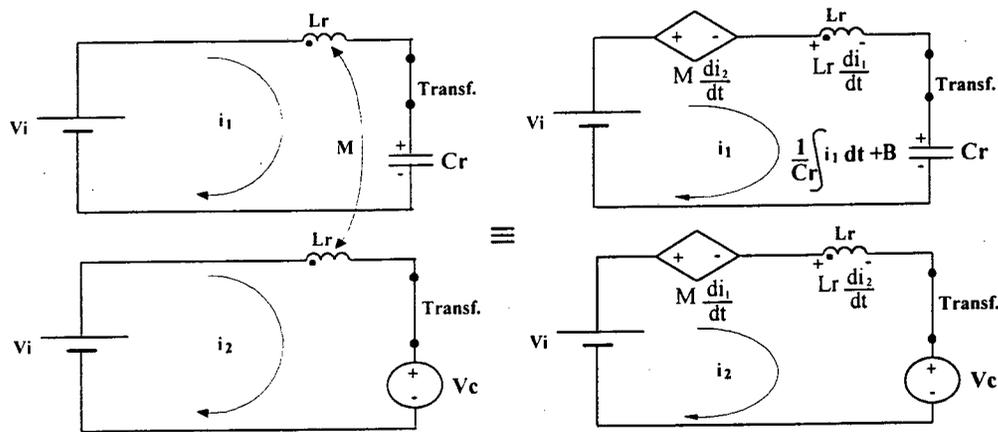


Fig. 5.17. Circuito equivalente durante o bloqueio do interruptor S_1 .

O sistema de equações diferenciais para o circuito da Fig. 5.17 é o seguinte:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_1 dt + B = V_i \\ M \frac{di_1}{dt} + L_r \frac{di_2}{dt} = V_i - V_c \end{cases} \quad (5.61)$$

$B=V_i$, trata-se de uma condição inicial.

Resolvendo o sistema encontra-se a corrente $i_1(t)$.

$$i_1(t) = I_5 \cos \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t \right] + \frac{KDV_i}{(2-D)Z_o \sqrt{(1-K^2)}} \operatorname{sen} \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t \right] \quad (5.62)$$

Uma vez conhecida a corrente através do capacitor de comutação é determinada a tensão sobre ele. Assim,

$$V_{Cr}(t) = V_i + \frac{1}{C_r} \left\{ \frac{I_5 \sqrt{(1-K^2)}}{\omega_o} \operatorname{sen} \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t \right] - \frac{KDV_i}{(2-D)Z_o \omega_o} \cos \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t \right] + \frac{KDV_i}{(2-D)Z_o \omega_o} \right\} \quad (5.63)$$

A etapa finaliza quando a tensão sobre o capacitor alcança o valor da tensão de grampeamento $V_{Cr}(t_{blo2})=V_C$. Portanto, substituindo na Eq. (5.63), tem-se:

$$V_C = V_i + \frac{1}{C_r} \left\{ \frac{I_5 \sqrt{(1-K^2)}}{\omega_o} \operatorname{sen} \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t_{blo2} \right] - \frac{KDV_i}{(2-D)Z_o \omega_o} \cos \left[\frac{\omega_o}{\sqrt{(1-K^2)}} \cdot t_{blo2} \right] + \frac{KDV_i}{(2-D)Z_o \omega_o} \right\} \quad (5.64)$$

Arranjando $\omega_o t_{blo2}$ da Eq. (5.64), tem-se:

$$t_{blo2} = \frac{\sqrt{(1-K^2)}}{\omega_o} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-(2-D)I_5 Z_o \sqrt{(1-K^2)}}{KDV_i} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-DV_i(1-K)}{\sqrt{(2-D)^2 I_5^2 Z_o^2 (1-K^2) + K^2 D^2 V_i^2}} \right] \right\} \quad (5.65)$$

O tempo total necessário para carregar o capacitor C_{r1} é:

$$t_{blo} = t_{blo1} + t_{blo2} \quad (5.66)$$

Substituindo as Eqs. (5.60) e (5.65) em (5.66), tem-se:

$$t_{blo} = \frac{C_r V_i}{I_5} + \frac{\sqrt{(1-K^2)}}{\omega_o} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-(2-D)I_5 Z_o \sqrt{(1-K^2)}}{KDV_i} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-DV_i(1-K)}{\sqrt{(2-D)^2 I_5^2 Z_o^2 (1-K^2) + K^2 D^2 V_i^2}} \right] \right\} \quad (5.67)$$

Substituindo I_5 , dada pela Eq. (5.28) para as condições de corrente de carga nula $I_o=0$, simplificando e normalizando a frequência, tem-se:

$$\theta_{blo} = \omega_o \cdot t_{blo} \quad (5.68)$$

$$\theta_{blo} = \frac{2\bar{f}(1+K)(2-D)}{\pi D(1-D)} + \sqrt{(1-K^2)} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi(1-D)\sqrt{(1-K)}}{2K\bar{f}\sqrt{(1+K)}} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-2D\bar{f}(1-K)\sqrt{(1+K)}}{\sqrt{\pi^2 D^2 (1-D)^2 (1-K) + 4\bar{f}^2 K^2 D^2 (1+K)}} \right] \right\} \quad (5.69)$$

A partir das Eqs. (5.49), (5.53), (5.68) e (5.69), o intervalo de tempo de carga normalizado é definido pela Eq. (5.70).

$$\bar{t}_{blo} = \frac{\bar{f}^2(1+K)(2-D)}{\pi^2 D(1-D)} + \frac{\bar{f}\sqrt{(1-K^2)}}{2\pi} \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{-\pi(1-D)\sqrt{(1-K)}}{2K\bar{f}\sqrt{(1+K)}} \right] + \cos^{-1} \left[\frac{-2D\bar{f}(1-K)\sqrt{(1+K)}}{\sqrt{\pi^2 D^2 (1-D)^2 (1-K) + 4\bar{f}^2 K^2 D^2 (1+K)}} \right] \right\} \quad (5.70)$$

$$\bar{t}_{blo} = \frac{t_{blo}}{T_s} \quad (5.71)$$

O intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{blo}}$, em função de \overline{f} , durante a comutação de bloqueio é mostrado na Fig. 5.18.

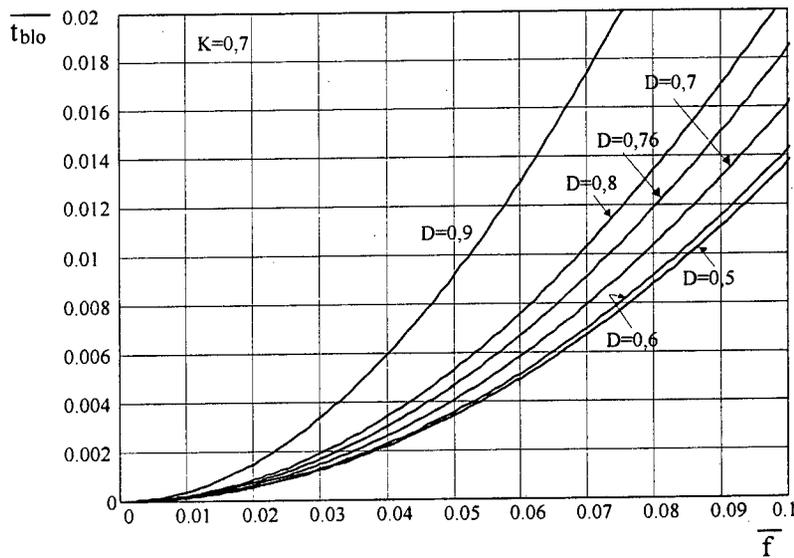


Fig. 5.18. Intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{blo}}$ em função de \overline{f} , durante a comutação de bloqueio.

5.6. Procedimento e Exemplo de Projeto

A. Especificações do Conversor

O conversor proposto apresenta as seguintes especificações:

$V_i=200V$: tensão de entrada

$V_o=60V$: tensão de saída

$P_o=3000W$: potência de saída

$I_o=50A$ corrente de saída

Para as condições de plena carga, assume-se a razão cíclica $D_{max}=0,8$ e a ondulação de corrente em cada indutor do filtro $\Delta I_{Lo1}=10A$.

A ótima redução de razão cíclica é encontrada do ponto máximo da curva correspondente a $D=0,8$ na Fig. 5.14. O valor é igual a $\Delta D_{max}=0,065$.

A relação de transformação do transformador é determinada com a Eq. (5.38).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2 \cdot (2 - D_{max})}{(D_{max} - \Delta D_{max})} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot (2 - 0,8)}{(0,8 - 0,065)} \cdot \frac{60}{200} = 0,98$$

A frequência de operação do conversor é assumida $f_s=25\text{kHz}$, igual à frequência ótima encontrada depois da análise de perdas no capítulo IV. Neste item, para as especificações dadas no item 5.6.1, é desenvolvido um exemplo de projeto para dimensionar principalmente o transformador de alta frequência, os indutores de comutação acoplados e os capacitores de comutação. Os outros componentes permanecem com os mesmos parâmetros e especificações realizados no capítulo IV.

• Esforços de Corrente

A corrente eficaz no primário é igual à corrente eficaz no indutor de comutação. Portanto, através da Eq. (4.14), tem-se:

$$I_{\text{prief}} = I_{\text{Lrlef}} = 17,4\text{A}$$

A corrente eficaz no secundário do transformador é encontrada com a Eq. (3.96).

$$I_{\text{secef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D_{\text{max}}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{0,8} = 22,36\text{A}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleo de Ferrite

O produto de áreas do núcleo é calculado utilizando a Eq. (4.57). Os parâmetros de projeto são iguais a: $K_t=1$; $K_u=0,3$; $K_p=0,41$; $J_{\text{max}}=350\text{A/cm}^2$; $\Delta B_{\text{max}} = 0,16\text{T}$.

Substituindo valores, o produto resulta:

$$A_p = \frac{1,1 \cdot 3000}{2 \cdot 1 \cdot 0,3 \cdot 0,41 \cdot 350 \cdot 0,16 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 95,82\text{cm}^4$$

O produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos através da associação de três núcleos EE-76 [47]. As dimensões geométricas agrupando os três núcleos são:

$$A_e = 19,35 \text{ cm}^2; A_w = 9,68 \text{ cm}^2; A_p = 187,31 \text{ cm}^4; V_n = 421,35 \text{ cm}^3; l_e = 21,77 \text{ cm}$$

Número de Espiras de cada Primário

O número de espiras do primário é calculado utilizando a Eq. (3.139).

$$N_{\text{pri}} \geq \frac{200}{2 \cdot 19,35 \cdot 0,16 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 12,92\text{espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$N_{pri}=13$ espiras

Número de Espiras de cada Secundário

O número de espiras do secundário é determinado a partir da relação de transformação $n=N_{sec}/N_{pri}$.

$$N_{sec} = n \cdot N_{pri} = 0,98 \cdot 13 = 12,74 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{sec}=13 \text{ espiras}$$

Condutores dos Primários e do Secundário

Segundo o procedimento apresentado no capítulo III, o número de fios em paralelo dos enrolamentos primário e secundário são:

$$nf_{pri} = 38 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

$$nf_{sec} = 55 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

C. Dimensionamento dos Indutores de Comutação Acoplados

• Cálculo das Indutâncias L_{r1} e L_{r2}

A indutância do indutor de comutação é determinada a partir da redução de razão cíclica dada pela Eq. (5.33) para coeficiente de acoplamento $K=0,7$. Substituindo valores, tem-se:

$$L_{r1} = L_{r2} = L_r = \frac{V_i \cdot \Delta D_{max} \cdot (1 + K)}{f_s \cdot n \cdot I_o \cdot (2 - D_{max}) \cdot (1 - K^2)} = \frac{200 \cdot 0,065 \cdot (1 + 0,7)}{25 \cdot 10^3 \cdot 0,98 \cdot 50 \cdot (2 - 0,8) \cdot (1 - 0,7^2)} = 29,5 \mu\text{H}$$

No conversor é necessário acoplar os indutores de comutação $L_r=29,5\mu\text{H}$ com coeficiente de acoplamento $K=0,7$. A indutância mútua de ambos os indutores é calculada com a Eq. (5.1).

$$M = K \cdot L_r = 0,7 \cdot 29,5 = 20,65 \mu\text{H}$$

Implica que o indutor acoplado apresenta uma indutância de dispersão igual a:

$$L_{r1d} = L_{r2d} = L_r - M = 29,5 - 20,65 = 8,85 \mu\text{H}$$

O circuito equivalente de dois indutores de comutação de $L_r=29,5\mu\text{H}$ acoplados com coeficiente de acoplamento de $K=0,7$, é mostrado na Fig. 5.19.

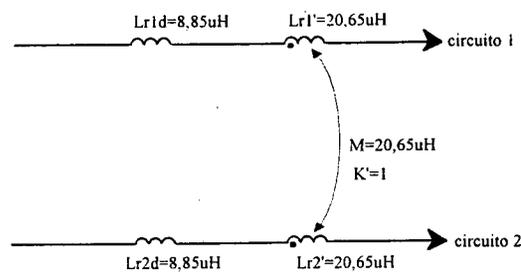


Fig. 5.19. Circuito equivalente de dois indutores acoplados de 29,5uH com $K=0,7$.

Na prática, para conseguir uma indutância mútua de $M=20,65\mu\text{H}$ são acoplados os indutores L_{r1}' e L_{r2}' com coeficiente de acoplamento quase unitário, e as indutâncias de dispersão $L_{r1d}=8,85\mu\text{H}$ são colocadas separadamente sem acoplar. Adicionalmente, do valor das indutâncias de dispersão dos indutores de comutação são subtraídas as indutâncias de dispersão do transformador que são de $2,3\mu\text{H}$. Portanto, os indutores externos a serem implementados apresentam as seguintes indutâncias:

$$L_{r1}'=L_{r2}'=20,65\mu\text{H}$$

$$L_{r1d}'=L_{r2d}'=6,55\mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético dos Indutores Acoplados L_{r1}' e L_{r2}'

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é determinado com a Eq. 4.61. Os parâmetros envolvidos para no dimensionamento são: $K_w=0,5$; $J_{\max}=350\text{A}/\text{cm}^2$; $B_{\max}=0,08\text{T}$. Substituindo os valores, tem-se:

$$A_p = 2 \cdot \frac{20,65 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88 \cdot 17,4}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 17,70\text{cm}^4$$

O produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos através do núcleo EE 65/26 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=5,32\text{ cm}^2; A_w=5,48\text{ cm}^2; A_p=29,15\text{ cm}^4; V_n=78,20\text{ cm}^3; l_e=14,7\text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145) do capítulo III. Portanto, substituindo os valores, tem-se:

$$N_{Lr1'} \leq \frac{20,65 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88}{5,32 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 16,92\text{espiras}$$

Na implementação, para conseguir a indutância requerida, utilizou-se:

$$N_{Lr1}' = 10 \text{ espiras}$$

Condutores

Como a corrente eficaz que circula através os indutores de comutação é igual à corrente eficaz que circula pelos primários do transformador, a bitola do fio é a mesma do primário do transformador.

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado usando a Eq. (3.146) do capítulo III. Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 10^2 \cdot 5,32}{20,65 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,33 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,65 \text{ mm}$$

• Cálculo do Elemento Magnético dos Indutores não Acoplados L_{r1d}' e L_{r2d}'

Determinação do Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é determinado com a Eq. 4.61. Os parâmetros envolvidos para no dimensionamento são: $K_w=0,5$; $J_{\max}=350 \text{ A/cm}^2$; $B_{\max}=0,08 \text{ T}$. Substituindo os valores, tem-se:

$$A_p = \frac{6,55 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88 \cdot 17,4}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 2,84 \text{ cm}^4$$

O produto de áreas calculado e a elevação de temperatura são garantidos através do núcleo EE 42/15 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=1,81 \text{ cm}^2; A_w=1,57 \text{ cm}^2; A_p=2,84 \text{ cm}^4; V_n=17,10 \text{ cm}^3; l_e=9,7 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145) do capítulo III. Portanto, substituindo os valores, tem-se:

$$N_{Lr1d}' \leq \frac{6,55 \cdot 10^{-6} \cdot 34,88}{1,81 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 15,78 \text{ espiras}$$

Na implementação, para conseguir a indutância requerida, utilizou-se:

$$N_{Lr1d'} = N_{Lr2d'} = 8 \text{ espiras}$$

Condutores

Como a corrente eficaz que circula através os indutores de comutação é igual a corrente eficaz que circula pelos primários do transformador, a bitola do fio é a mesma do primário do transformador.

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.146) do capítulo III. Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 8^2 \cdot 1,81}{6,55 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,23 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,15 \text{ mm}$$

D. Dimensionamento dos Capacitores de Comutação C_{r1} , C_{r2}

• Cálculo da Capacitância

No conversor com indutores acoplados, a comutação na entrada em condução é um tanto mais crítica que a comutação no bloqueio, pelo fato de ocorrer a comutação de maneira ressonante. Portanto os capacitores de comutação são encontrados para essa situação a partir da teoria apresentada no item 5.41.

Assumindo o intervalo do tempo de comutação igual a 1% do período de comutação T_s , o intervalo de tempo de comutação normalizado é obtido usando a Eq. (5.57).

$$\frac{t_{blo}}{T_s} = \frac{400 \cdot 10^{-9}}{40 \cdot 10^{-6}} = 0,01$$

Usando as curvas da Fig. 5.16 e tomando $D \cong 0,76$ (para $I_o = 0$) como um parâmetro, a frequência normalizada resulta:

$$\bar{f} = 0,065$$

Através da Eq. (5.53), a frequência ressonante, f_o , é:

$$f_o = \frac{f_s}{\bar{f}} = \frac{25 \cdot 10^3}{0,065} = 384615,38 \text{ Hz}$$

Finalmente, utilizando a Eq. (5.49), tem-se:

$$C_r = C_{r1} = C_{r2} = \frac{1}{29,5 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 384615,38)^2} = 5,8 \text{ nF}$$

Como os semicondutores apresentam capacitâncias de saída intrínsecas, os valores destas devem ser subtraídas do valor calculado.

5.7. Resultados Experimentais

Para validar o estudo teórico do conversor, um protótipo com as especificações indicadas no item 5.6, usando os componentes listados na Tabela 5.1, foi construído em laboratório. Os testes do conversor foram feitos conectando as entradas em série e em paralelo segundo os esquemas mostrados nas Figs. 5.20 e 5.21. Ambos os conversores foram controlados com um único circuito de comando que é mostrado na Fig. 4.13. Em ambos os conversores os testes foram realizados com as indutâncias dos indutores de comutação iguais e também diferentes em 10%, com o intuito de analisar a influência da variação de impedâncias nos equilíbrios de tensão e corrente nos componentes.

As formas de onda do protótipo são mostradas para as potência de saída de $P_o=3000\text{W}$ e $P_o=0\text{W}$. Também são mostradas as curvas experimentais de equilíbrios de tensão e de corrente, conectando as entradas em série e em paralelo.

Tabela 5.1. Componentes do circuito de potência.

Nº.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	S_1, S_2, S_3, S_4	IGBT's	IRG4PC50W	27A, 600V
2	D_{r1}, D_{r2}	Diodo Ultra-rápido	HFA50PA60C	50A, 600V
4	D_1, D_2, D_3, D_4	Diodo Ultra-rápido	MUR440	4A, 400V
6	$D_{a1}, D_{a2}, D_{a3}, D_{a4},$ D_{Dr1}, D_{Dr2}	Diodo Ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
2	C_{c1}, C_{c2}	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	20 μ F/400V
4	C_1, C_2	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	60 μ F, 250Vac
2	C_{r1}, C_{r2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	4,7nF/630V
4	C_o	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	4x220uF/63V
2	C_{Dr1}, C_{Dr2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	470nF, 630V
2	R_{Dr1}, R_{Dr2}	Resistor		33k Ω / 5W
3	T_r	Transformador	Núcleo EE 76; IP12 Thornton	$N_p=13$ espiras, $N_s=13$ espiras
2	L_{o1}, L_{o2}	Indutor	Núcleo EE 65/26 IP12 Thornton	157,76 μ H; $lg/2=1,3\text{mm}$ $N_{L_{o1}}=N_{L_{o2}}=25$ espiras
1	L_{r1}', L_{r2}'	Indutor Acoplado	Núcleo EE65/26 IP12 Thornton	20,65 μ H; $lg/2=1,65\text{mm}$ $N_{L_{r1}}=N_{L_{r2}}=10$ espiras
2	L_{r1d}', L_{r2d}'	Indutor	Núcleo EE42/15 IP12 Thornton	6,55 μ H; $lg/2=1,15\text{mm}$ $N_{L_{r1}}=N_{L_{r2}}=8$ espiras

Os diodos $D_{a1}, D_{a2}, D_{a3},$ e D_{a4} são diodos que ajudam a grampear a tensão sobre os diodos retificadores de saída D_{r1} e D_{r2} .

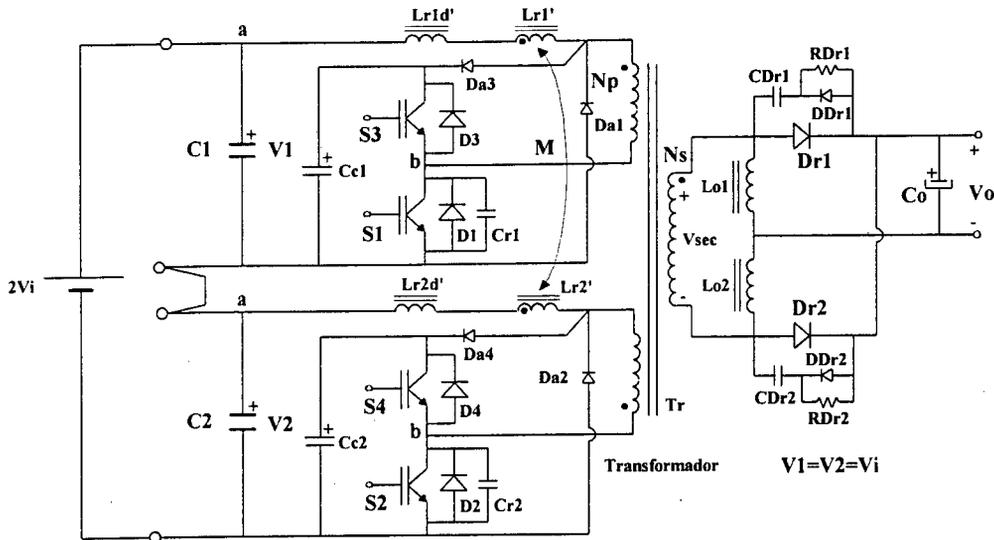


Fig. 5.20. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em série.

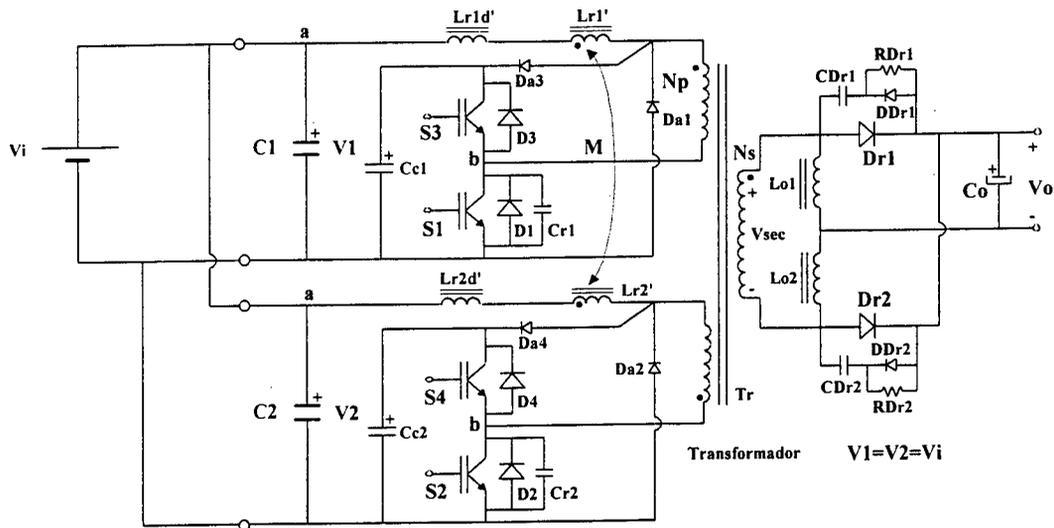


Fig. 5.21. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em paralelo.

5.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série

A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas foram obtidas com indutâncias dos indutores de comutação acoplados de $L_{r1}=L_{r2}=L_r=29,5\mu\text{H}$ e coeficiente de acoplamento igual a $K=0,7$.

• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

As formas de onda de tensão e corrente encontradas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de entrada $2V_i=400\text{V}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 5.22 a 5.26.

Nas Figs. 5.22 e 5.23 são observadas claramente as comutações suaves dos interruptores principais e auxiliares, tanto na entrada em condução como no bloqueio.

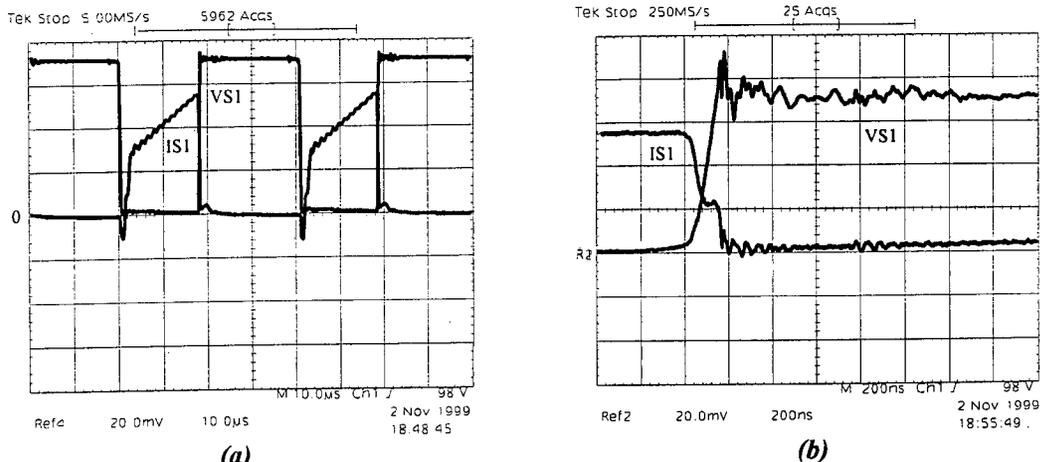


Fig. 5.22. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

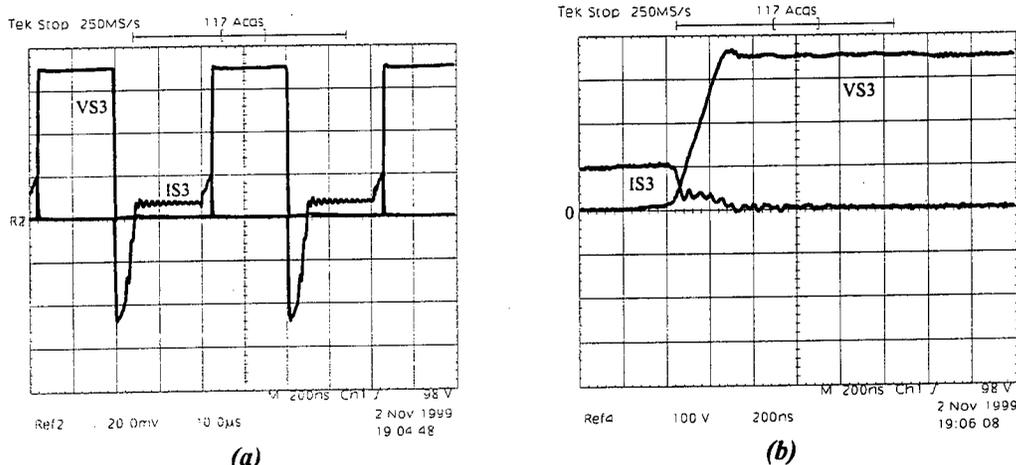


Fig. 5.23. (a) Tensão e corrente no interruptor auxiliar S_3 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_3 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

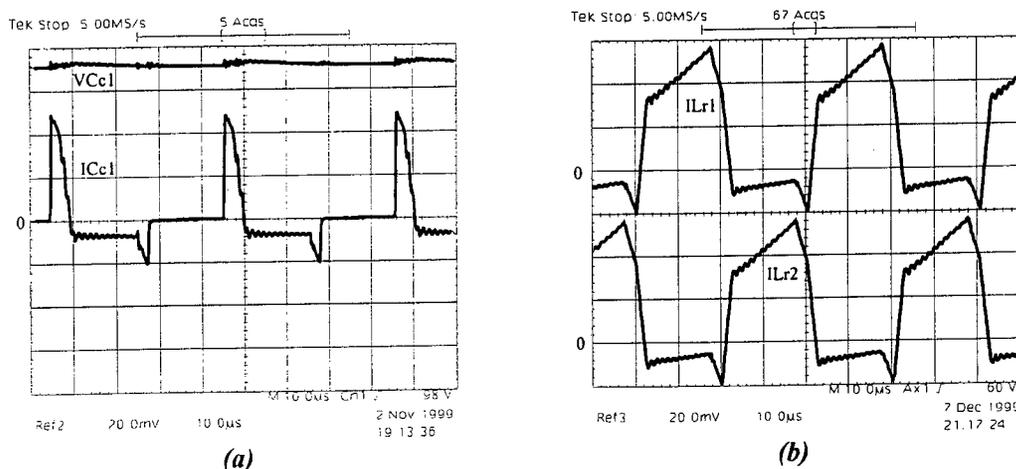


Fig. 5.24. (a) Tensão e corrente no capacitor grampeador C_{c1} (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div.; 10us/div.).

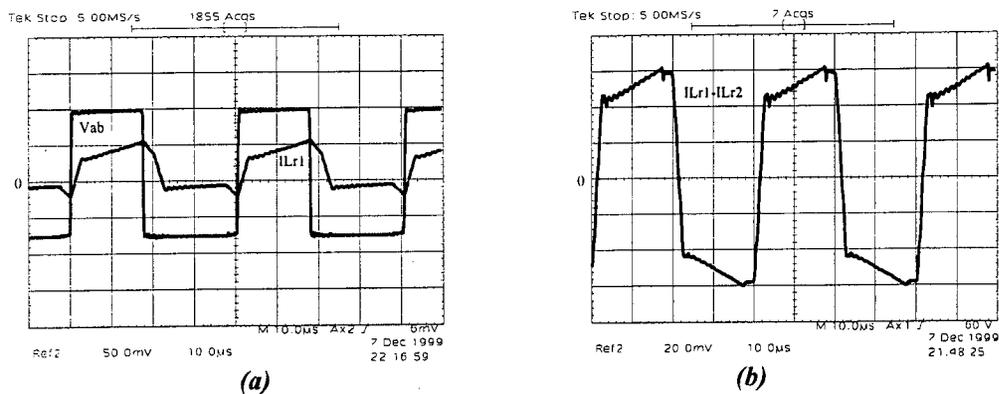


Fig. 5.25. (a) Tensão entre os pontos a-b e corrente em L_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 10us/div.); (b) Diferença das correntes através de L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.).

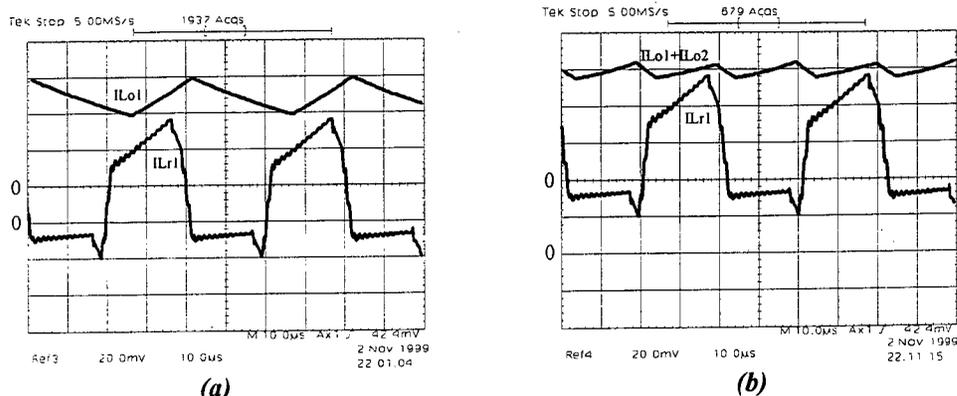


Fig. 5.26. (a) Correntes através dos indutores L_{r1} e L_{o1} . (10A/div.; 10us/div.) (b) Correntes através de L_{r1} e $L_{o1}+L_{o2}$ (10A/div.; 10us/div.).

• Formas de Onda para $P_o=0W$

As formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor, obtidas para uma potência de saída $P_o=0W$, corrente de carga $I_o=0A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,65$, são mostradas nas Fig. 5.27 e 5.28. Ambas as figuras confirmam as características de comutação suave dos interruptores em vazio.

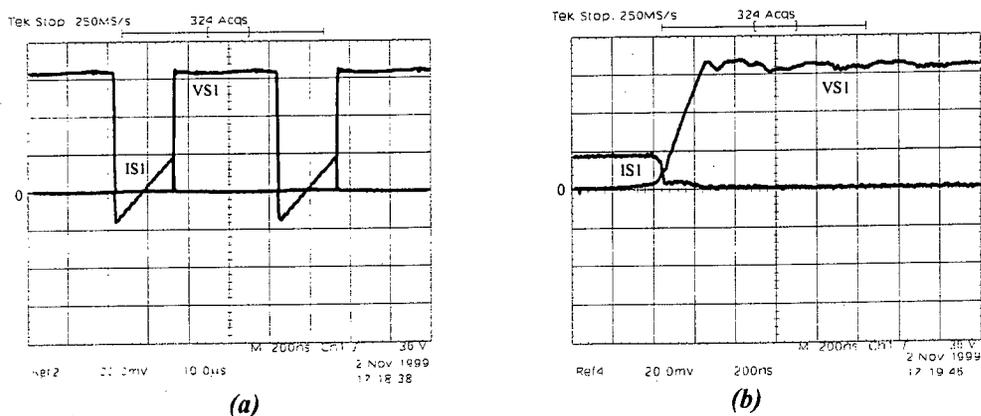


Fig. 5.27. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div., 10A/div., 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div., 10A/div., 200ns/div.).

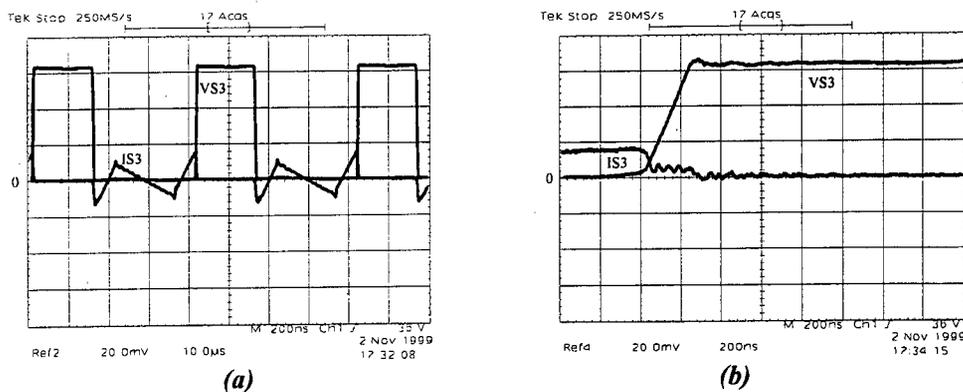


Fig. 5.28. (a) Corrente e tensão no interruptor auxiliar S_3 (100V/div., 10A/div., 10 μ s/div.); (b) - Detalhe do bloqueio de S_3 (100V/div., 10A/div., 200ns/div).

• **Curvas**

Para poder obter cada curva da característica externa foram mantidas constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a razão cíclica D . A corrente de carga I_o foi variada.

As demais curvas são obtidas mantendo constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. A tensão de saída é mantida constante, ajustando a razão cíclica de controle D cada vez que a corrente de carga I_o varia. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 5.29. 5.30 e 5.31.

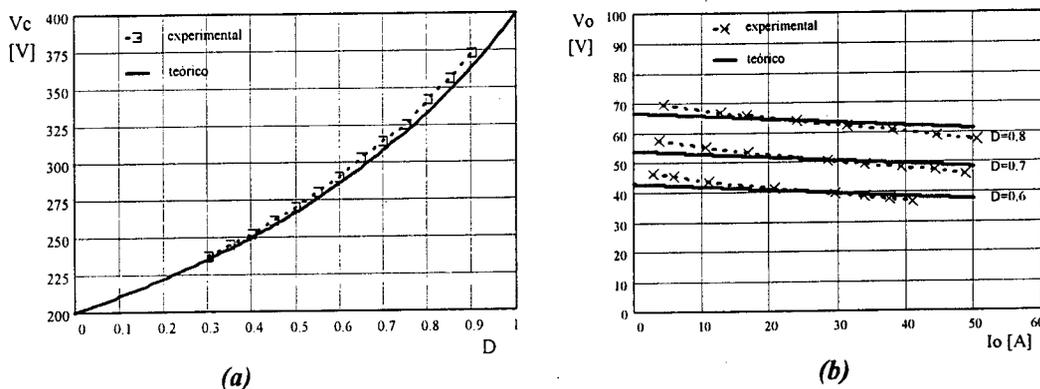


Fig. 5.29. (a) Característica de grampeamento; (b) Característica de saída.

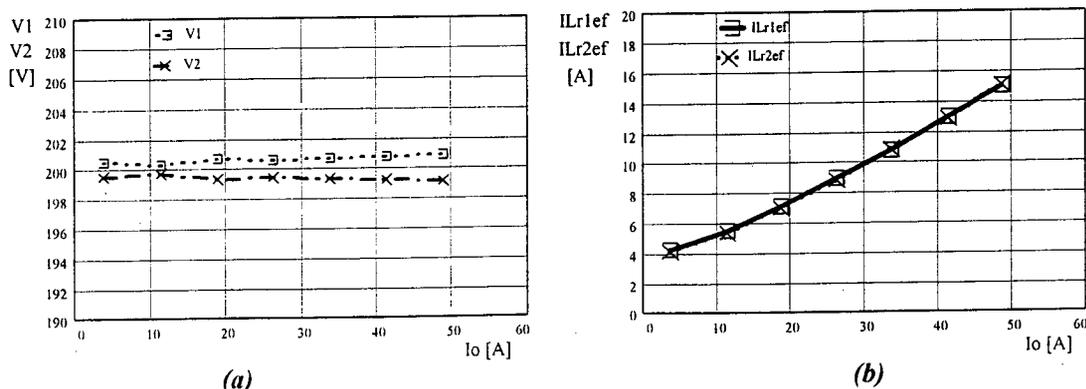


Fig. 5.30. (a) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 ; (b) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} .

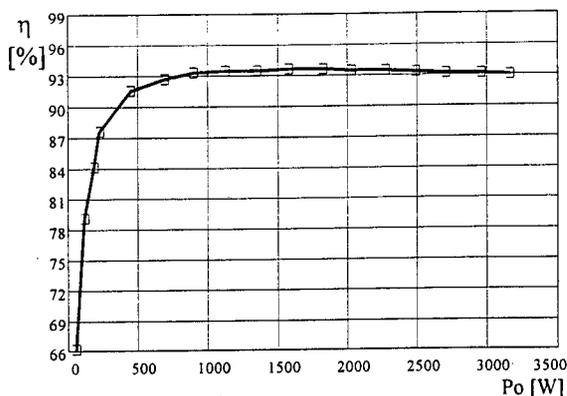


Fig. 5.31. Curva de rendimento do conversor.

Na Fig. 5.30.a observa-se que nos capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 1V, que representa 0,5% do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. A Fig. 4.30.b mostra que o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é imperceptível. O rendimento do conversor em plena carga, como é mostrado na Fig. 5.31, é 93%.

B. Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições foram feitas para indutâncias dos indutores de comutação diferentes. A indutância do indutor L_{r1d}' foi adicionada em série uma indutância de 10% de L_{r1} (2,95μH) e a indutância do indutor L_{r2d}' foi mantida no valor calculado. Assim, os valores das indutâncias foram $L_{r1d}'=9,5\mu H$ e $L_{r2d}'=6,55\mu H$.

• Formas de Onda para $P_o=3000W$

Formas de onda obtidas para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas na Figs. 5.32 e 5.33.

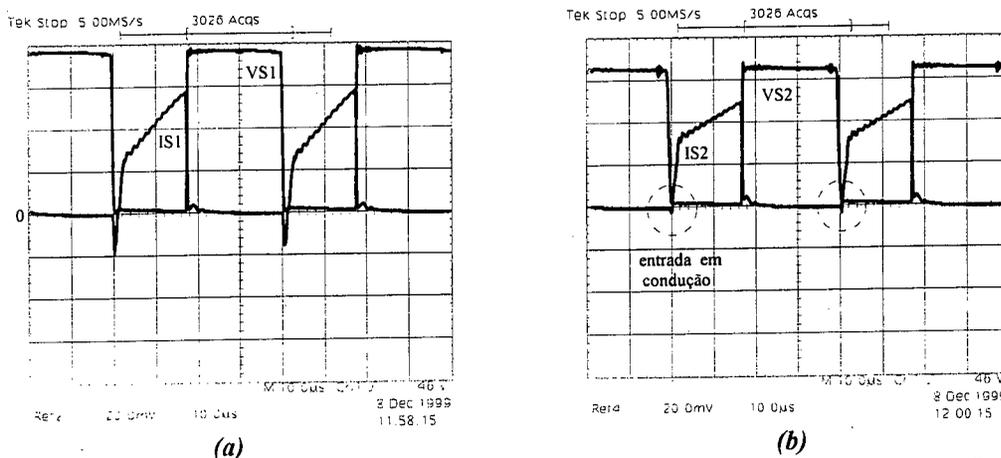


Fig. 5.32. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).

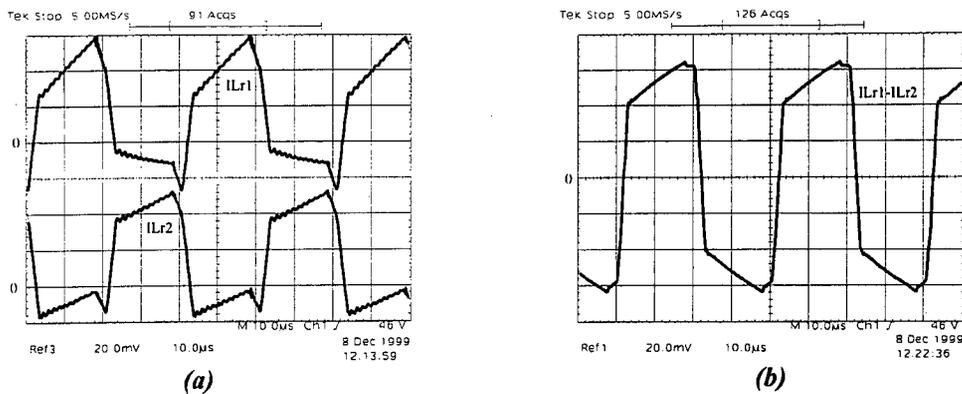


Fig. 5.33. (a) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.); (b) Diferença das correntes através de L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.).

Observando a Fig. 5.32, a comutação na entrada em condução do interruptor S_2 é comprometida, porém não é perdida a comutação suave. Ocorre que quanto menor a indutância, menor a energia armazenada no indutor durante a comutação.

Outro detalhe importante a salientar é que o capacitor de entrada conectado ao conversor com menor indutância do indutor de comutação fica mais descarregado, pois recebe menos energia de volta em relação ao capacitor de entrada ligado ao conversor com maior indutância de comutação. Este detalhe pode ser observado na Fig. 5.33.a.

A corrente média resultante nos enrolamentos primários do transformador é nula, tanto com indutâncias de comutação iguais ou diferentes, como mostra as Figs. 5.25.b e 5.33.b, graças à presença dos capacitores de entrada que bloqueiam a circulação de corrente contínua. Portanto, não existe problema de saturação do transformador.

• **Curvas**

Neste caso, o procedimento para obter as curvas é igual ao assumido com indutores de comutação iguais.

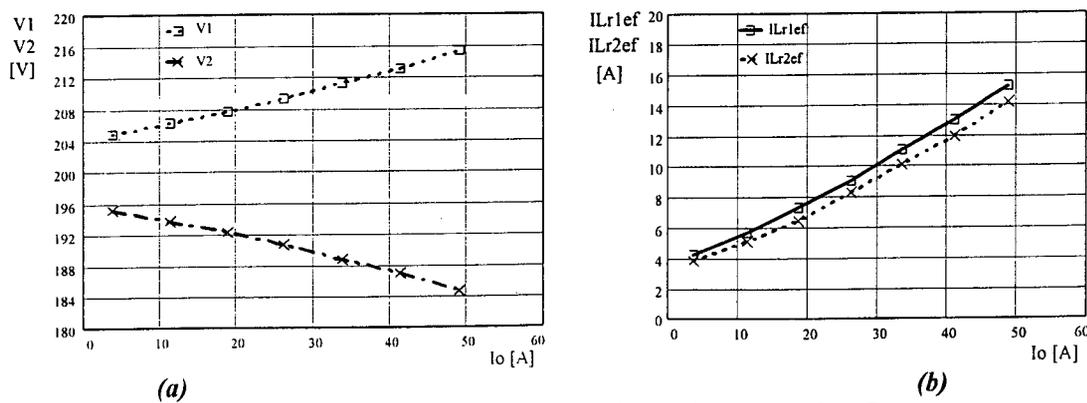


Fig. 5.34. (a) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 ; (b) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2}

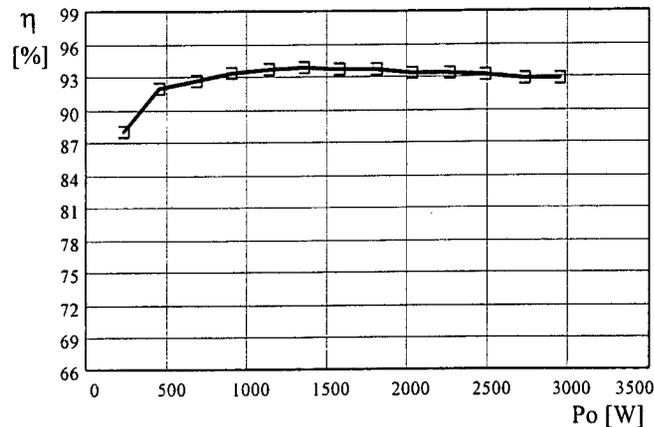


Fig. 5.35. Curva de rendimento do conversor.

Como é mostrada na Fig. 5.34.a, sobre os capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 16V, que representa 8% do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. Observando a Fig. 5.34.b, o desequilíbrio de corrente eficaz através dos circuitos é aproximadamente 0,5A, que significa 3,33% do valor teórico de 15A. Mesmo sendo as correntes eficazes diferentes, a corrente média através dos circuitos são iguais. Como mostra a Fig. 5.35, o rendimento do conversor é 93% em plena carga.

5.7.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo

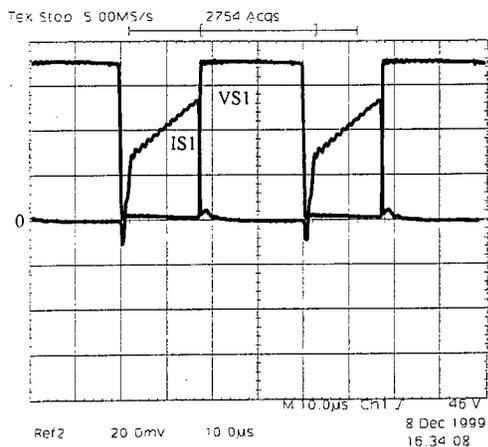
A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas foram obtidas com indutâncias dos indutores de comutação acoplados de $L_{r1}=L_{r2}=29,5\mu H$ e coeficiente de acoplamento igual a $K=0,7$.

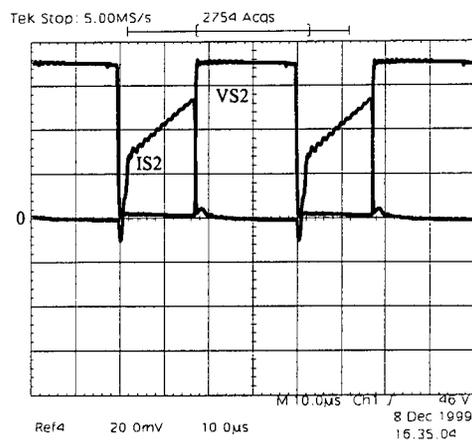
• Formas de Onda para $P_o=3000W$

As aquisições das formas de onda para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de entrada $V_i=200V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 5.36 e 5.37.

Assim como no conversor com as entradas conectadas em série, no conversor com as entradas conectadas em paralelo as características de comutação suave dos interruptores são preservadas. Como é mostrado na Fig. 5.36 e 5.37, o equilíbrio de correntes através dos circuitos é ótimo. Portanto, não há perigo de ocorrer comutação dissipativa dos interruptores.

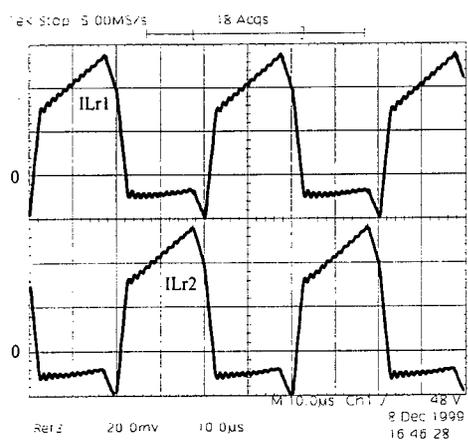


(a)

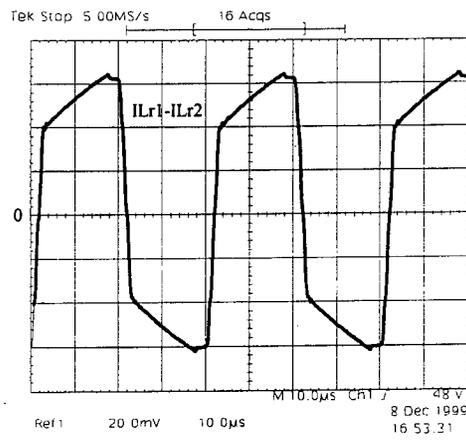


(b)

Fig. 5.36. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).



(a)



(b)

Fig. 5.37. (a) - Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div.; 10us/div.); (b) - Diferença de corrente através dos indutores L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10us/div.).

• **Curvas**

As curvas foram encontradas mantendo constantes a tensão de entrada em $V_i=200V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 5.38 e 5.39.

Como mostra a Fig. 5.38.a, o desequilíbrio da corrente eficaz através dos circuitos com a variação de corrente de carga é desprezível. Observando a Fig. 5.38.b, nota-se que a corrente média também é desprezível. Portanto, não existe problema de saturação do transformador de alta frequência. Como mostra a Fig. 5.39, o rendimento do conversor é 93% em condições de plena carga.

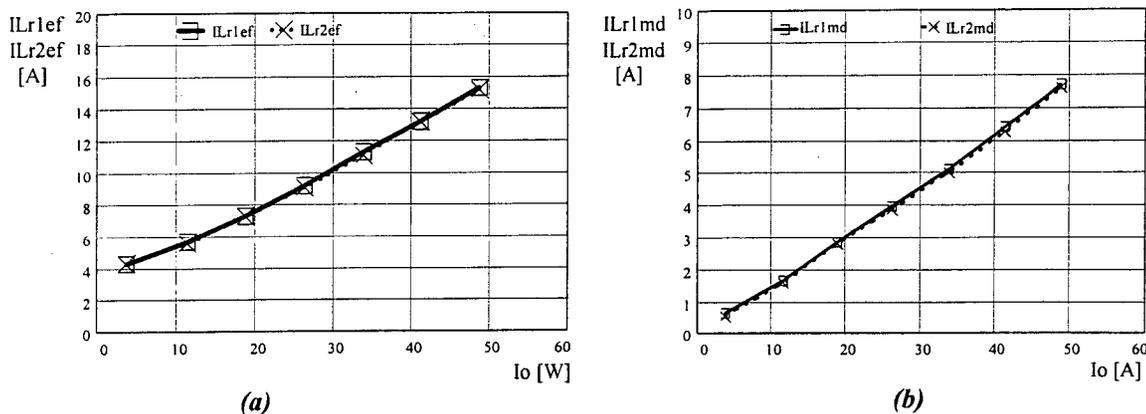


Fig. 5.38. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; (b) Corrente média através dos primários do transformador.

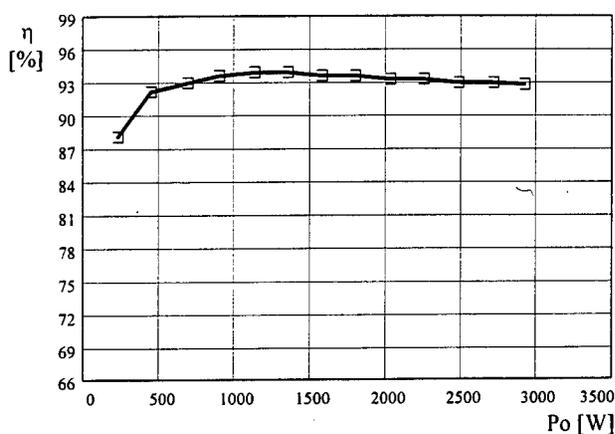


Fig. 5.39. Curva de rendimento do conversor.

B.- Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições são feitas para indutâncias dos indutores de comutação diferentes. Os valores das indutâncias foram iguais que para a conexão série das entradas.

• Formas de Onda para $P_o=3000W$

Todas as formas de onda apresentadas a seguir foram obtidas para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de saída $V_o=60V$, tensão de entrada $V_i=200V$ e razão cíclica $D=0,8$.

Na ligação das entradas em paralelo, mesmo com diferentes valores dos indutores de comutação, o desequilíbrio de correntes através dos circuitos é ínfimo. Portanto, as características de comutação dos interruptores de potência não são comprometidas, como mostram as formas de onda nas Figs. 5.40 e 5.41.

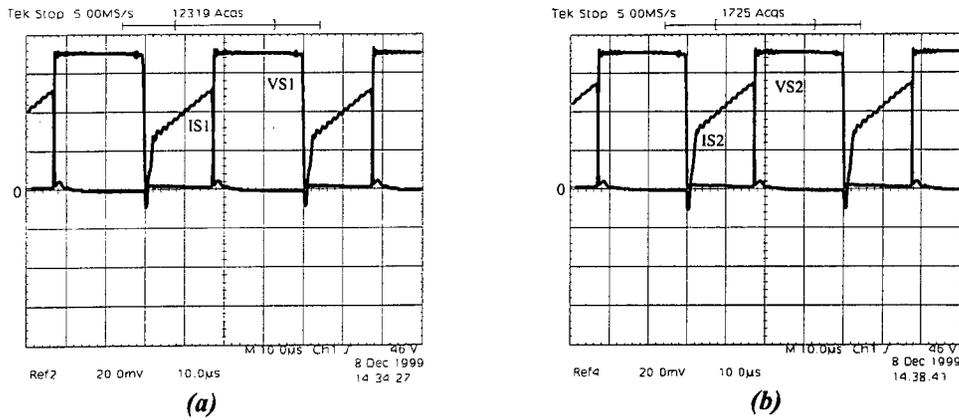


Fig. 5.40. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor principal S_2 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.).

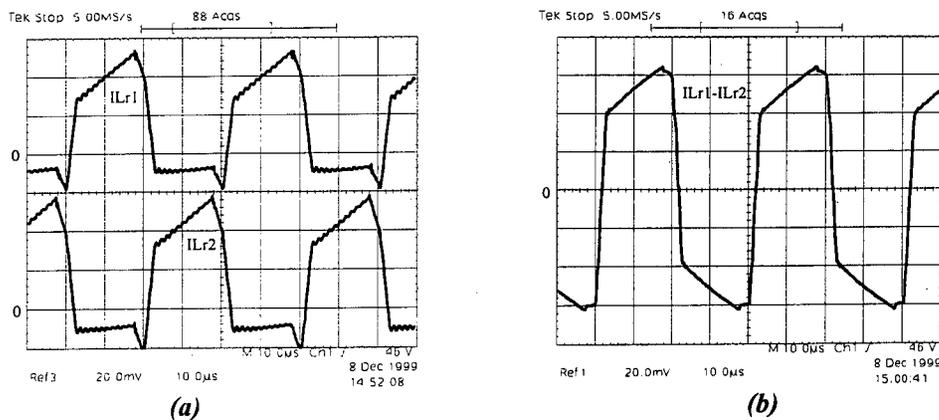


Fig. 5.41. (a) Correntes através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (20A/div., 10µs/div.); (b) Diferença de correntes através dos indutores L_{r1} e L_{r2} (10A/div., 10µs/div.).

• **Curvas**

Neste caso, o procedimento para obter as curvas foi igual ao assumido com indutores de comutação iguais. Nas Figs. 5.42 e 5.43 são mostradas as curvas de desequilíbrio de correntes e a curva de rendimento do conversor.

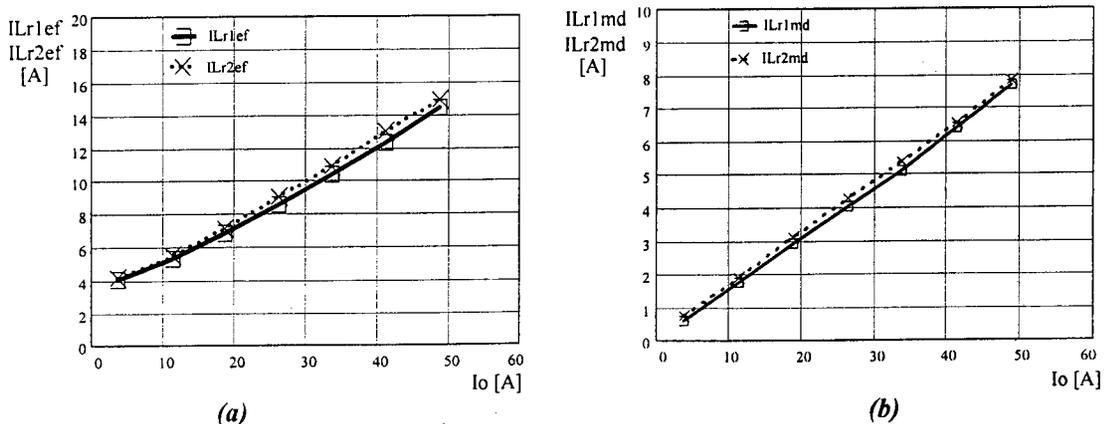


Fig. 5.42. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; (b) Corrente média através dos primários do transformador.

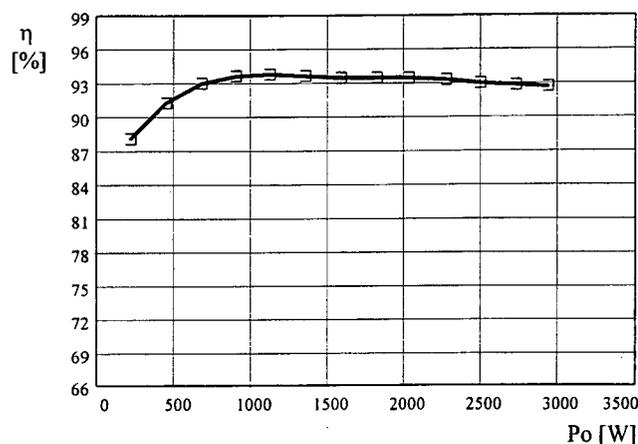


Fig. 5.43. Curva de rendimento do Conversor.

Observando a Fig. 5.42.a, o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é desprezível. Como é mostrado na Fig. 5.42.b, o desequilíbrio de corrente média nos primários do transformador também é desprezível. Como mostra a Fig. 5.43, o conversor apresenta uma eficiência de 93% em plena carga.

5.8. Comparação de Resultados entre os Conversores com e sem Indutores de Comutação Acoplados

Neste item são comparados, os resultados do conversor otimizado sem indutores de comutação acoplados (estudado no capítulo IV) com os resultados do conversor com indutores de comutação acoplados (estudado neste capítulo). Os conversores a serem comparados apresentam as mesmas especificações, os mesmos princípios de funcionamento e as mesmas frequências de operação, a única diferença está no acoplamento dos indutores de comutação. A comparação é realizada com a finalidade de mostrar a influência do acoplamento na questão do equilíbrio das tensões sobre os capacitores de entrada (na conexão em série das estradas), e na questão de equilíbrio de corrente através dos conversores (na conexão em paralelo das entradas).

• Equilíbrio de Tensão sobre os Capacitores de Entrada (Conexão Série das Entradas)

Observando os resultados da Fig. 5.44, o desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada é reduzido de 5V para 1V, que em termos percentuais significa de 2,5% para 0,5% do valor teórico de $V_i=200V$.

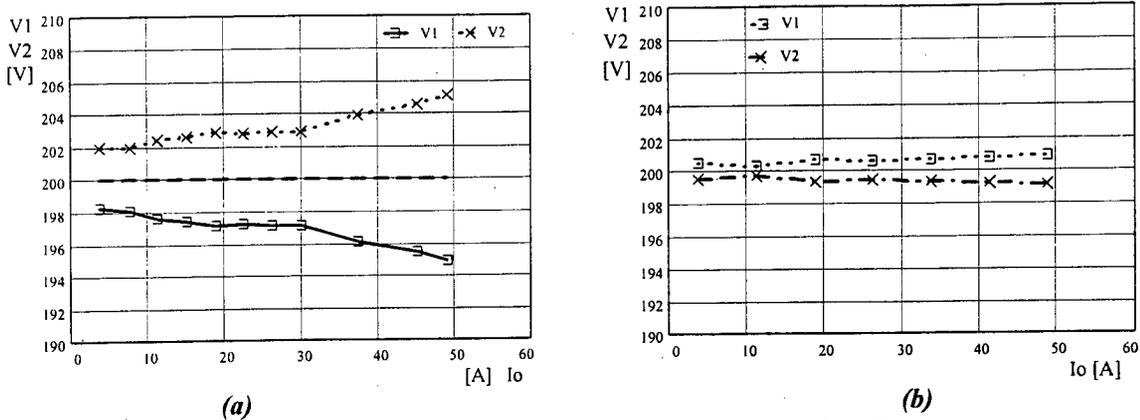


Fig. 5.44. Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 :
 (a) Conversor otimizado sem indutores acoplados,
 (b) Conversor com indutores acoplados.

• Equilíbrio de Corrente através dos Conversores (Conexão Paralela das Entradas)

Observando a Fig. 5.45, pode-se concluir que o desequilíbrio de corrente média através dos enrolamentos primários, que é a mesma corrente através dos indutores de comutação, é reduzido de 4,43% para um valor desprezível. Portanto, possibilidades de saturação do transformador de alta frequência por circulação de corrente CC são menores.

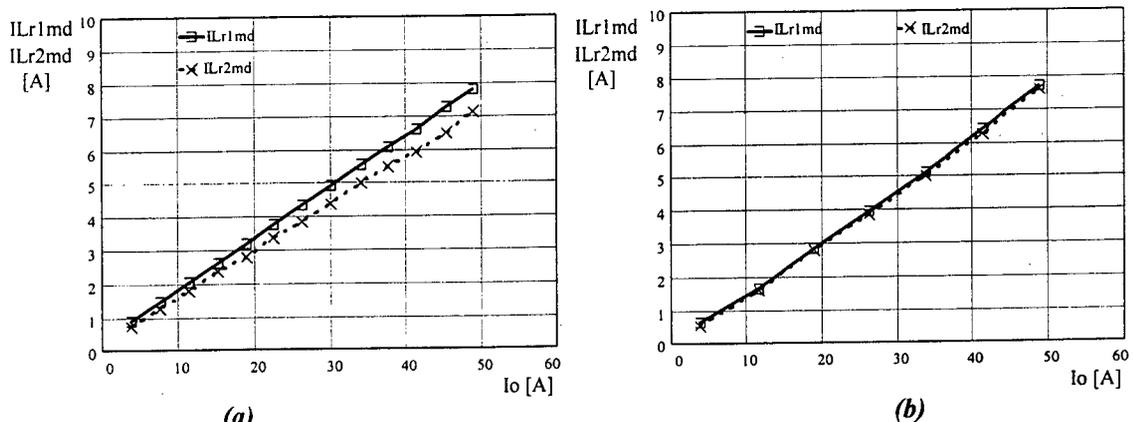


Fig. 5.45. Corrente média através dos primários do transformador
 (a) Conversor otimizado sem indutores acoplados
 (b) Conversor com indutores acoplados

• Rendimento dos Conversores

Como mostra a Fig. 5.46, o rendimento do conversor com indutores de comutação acoplados é melhor principalmente em potências abaixo de 50% do valor nominal. Esta melhora foi possível graças à redução da circulação de corrente reativa através dos circuitos no lado primário do transformador.

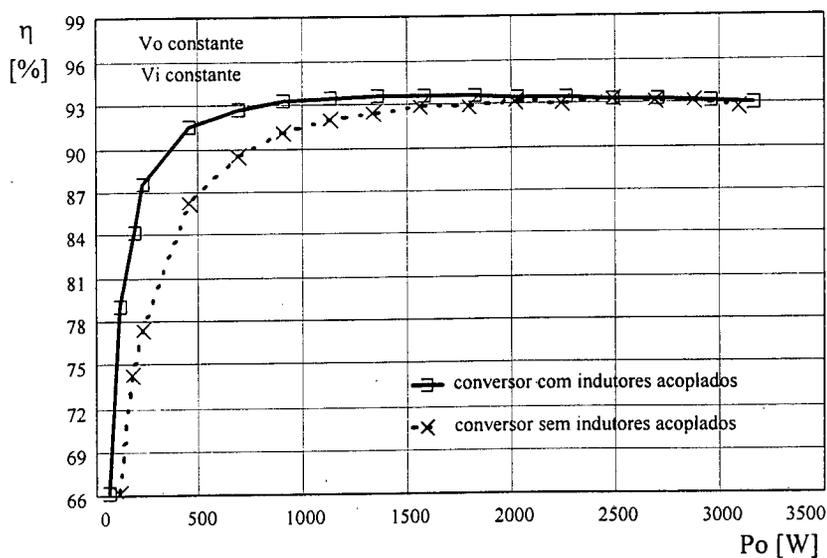


Fig. 5.46. Comparação de rendimentos do conversor com e sem indutores acoplados.

5.9. Conclusões

Neste capítulo foi estudado um conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward com grampeamento ativo acoplando os indutores de comutação. Para o conversor proposto foram apresentadas uma análise qualitativa, uma análise quantitativa, uma análise de comutação, um exemplo de projeto e resultados experimentais.

Em relação ao conversor sem indutores acoplados, além de preservar as características de comutação suave desde vazio até plena carga, foram obtidas as seguintes melhorias:

- o desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada na ligação série foi reduzido de 5V para 1V na conexão série das entradas.
- o desequilíbrio de corrente média através dos primários do transformador foi reduzido de 0,33A para um valor desprezível na conexão paralela das entradas.
- Também foi reduzida a circulação de corrente reativa na faixa de 0 a 50% da corrente de carga nominal. Portanto, a eficiência do conversor é maior na faixa indicada.

CAPÍTULO VI

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD SEM GRAMPEAMENTO ATIVO COM INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS

6.1. Introdução

O conversor CC-CC composto de dois conversores forward de dois interruptores com acoplamento magnético usando um único transformador de alta frequência, foi proposto originalmente em [24]. Ao conversor foi aplicada a técnica de controle por deslocamento de fase (*phase shift*) para controlar o fluxo de potência entre as fontes de entrada e a carga. Segundo os autores, com esta técnica de modulação, o conversor apresenta comutação sob tensão nula dos interruptores.

Porém, depois de realizar uma análise teórica, confirmada pela simulação e experimentação, chegou-se à conclusão, que somente com a técnica de controle por deslocamento de fase, não é possível alcançar comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores em toda a faixa de variação de corrente de carga, pois para consegui-la são necessários adicionar circuitos auxiliares de ajuda à comutação em cada braço [61]. Também foi observado no conversor uma construção muito complexa do transformador de alta frequência para poder conseguir um acoplamento das indutâncias de dispersão necessárias para armazenar energia e realizar as comutações.

Neste trabalho propõe-se aplicar ao mesmo conversor uma outra técnica de modulação PWM com a finalidade de controlar o fluxo de potência entre as fontes de entrada e a carga preservando a comutação sob tensão nula dos interruptores sem a necessidade da aplicação de circuitos auxiliares de ajuda à comutação. Para evitar a complexidade na construção do transformador de alta frequência, propõe-se também implementar um transformador convencional de dois enrolamentos primários e um secundário. As indutâncias de dispersão acopladas são substituídas por dois indutores externos devidamente acoplados.

No conversor que se propõe estudar, a máxima tensão sobre os semicondutores no lado primário do transformador, assim como aplicando a técnica *phase shift*, continua sendo a metade da tensão total de entrada (conversor com as entradas conectadas em série). Uma outra característica do conversor é a impossibilidade de ocorrer curto circuito de

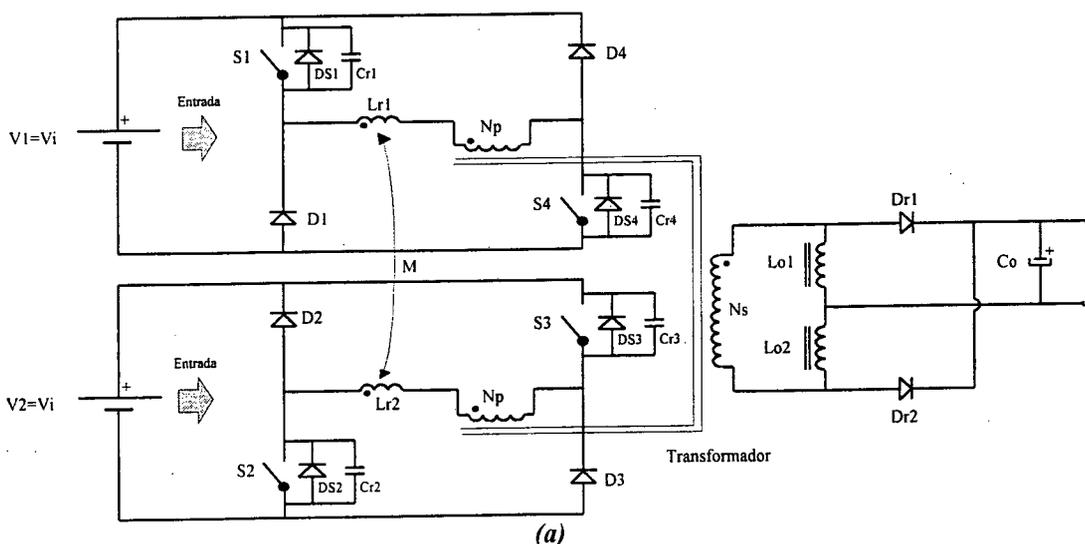
braço pelo fato de cada interruptor de potência estar conectado em série com um diodo conduzindo inversamente.

A topologia do conversor a ser estudada é mostrada na Fig. 6.1.a. Como o conversor é galvanicamente isolado, as entradas podem ser conectadas em série para as aplicações em elevadas tensões de barramento adicionando simplesmente capacitores de entrada como é mostrado na Fig. 6.1.b, ou as entradas podem ser conectadas em paralelo para as aplicações em elevadas correntes de entrada como é mostrado na Fig. 6.1.c. Neste capítulo, são apresentados estudos qualitativos e quantitativos, análise da comutação dos interruptores, metodologia com exemplo de projeto e, finalmente, os resultados experimentais da topologia proposta.

6.2. Análise Qualitativa

6.2.1. Topologia do Conversor

O conversor proposto, mostrado na Fig. 6.1.a, é composto dos seguintes componentes: fontes de tensão de entrada V_1 e V_2 ; interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 ; diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 ; indutores de comutação acoplados L_{r1} e L_{r2} ; capacitores de comutação C_{r1} , C_{r2} , C_{r3} e C_{r4} ; diodos em antiparalelo com os interruptores D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} e D_{S4} ; transformador de alta frequência com três enrolamentos T_r ; diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} ; filtro de saída consistindo de L_{o1} , L_{o2} e C_o ; e, resistor de carga R_o . Para realizar a conexão série das entradas, as fontes de alimentação do conversor são substituídas por capacitores adequados C_1 e C_2 .



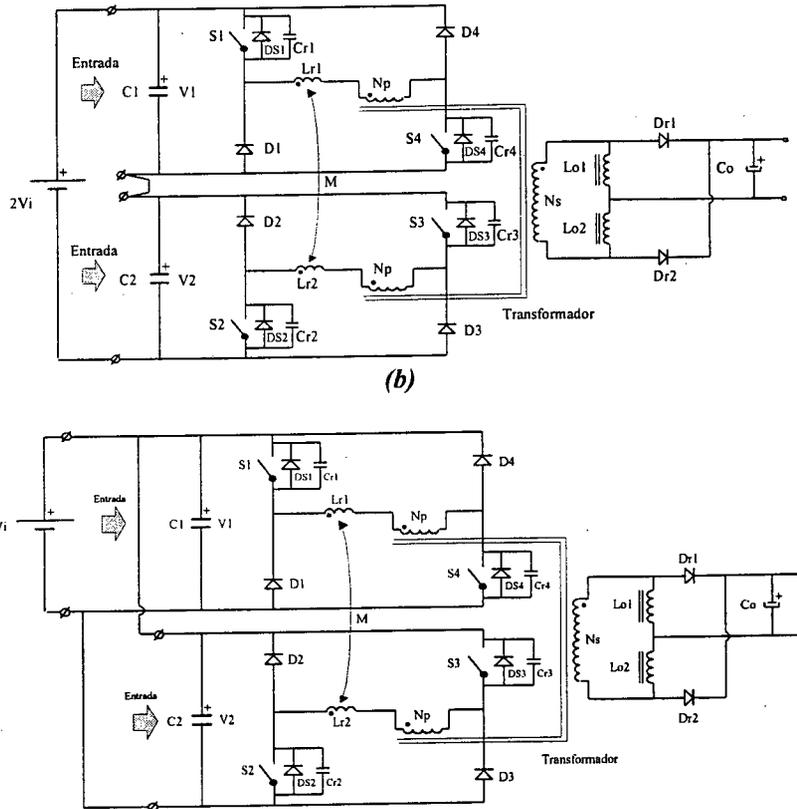


Fig. 6.1. (a) Conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward proposto;
 (b) Conversor proposto com as entradas conectadas em série;
 (c) Conversor proposto com as entradas conectadas em paralelo.

6.2.2. Função dos Indutores de Comutação Acoplados L_{r1} e L_{r2}

Neste conversor os indutores de comutação (L_{r1} , L_{r2}), como seu nome indica, tem a função fornecer energia para carregar e descarregar os capacitores de comutação, que se encontram em paralelo com os interruptores, durante as comutações na entrada em condução e no bloqueio. O acoplamento dos indutores é necessário, pois durante as comutações deve ser transferida energia de um indutor para o outro mediante o fenômeno de indução eletromagnética (*lei de Faraday*). A operação dos indutores é muito semelhante a operação de um transformador flyback em modo de condução descontinua.

O acoplamento dos indutores deve ser bastante forte, pois a presença de indutâncias de dispersão não favorece a comutação e somente provocam oscilações ressonantes de alta frequência na ordem de megahertz. Portanto, o forte acoplamento significa que o coeficiente de acoplamento deve ser aproximadamente unitário ($K \cong 1$). Pelos indutores circula corrente simultaneamente só durante as etapas de comutação, não ocorrendo o mesmo, durante as etapas de transferência de potência e de roda livre.

6.2.3. Estratégia de Controle

O conversor é controlado com uma modulação PWM mostrada na Fig. 6.3. Com esta modulação todos os interruptores ativos do conversor operam com comutação sob tensão nula *ZVS (Zero Voltage Switching)*. A modulação proposta consiste de quatro pulsos de tensão, dois pulsos fixos defasados em 180° com larguras iguais a $T_s/2$ para os interruptores S_2 e S_4 , e dois pulsos variáveis, sincronizados a esquerda com os pulsos anteriores, com larguras menores que $T_s/2$ para os interruptores S_1 e S_3 . O fluxo de potência entre as fontes de tensão de entrada e a carga é controlado por meio dos interruptores S_1 e S_3 .

6.2.4. Descrição das Etapas de Operação

O conversor proposto opera em modo de condução contínua (MCC) da corrente através dos indutores do filtro de saída.

Para simplificar a análise do conversor, as seguintes considerações são feitas:

- o conversor opera em regime permanente;
- todos os componentes são considerados ideais;
- os indutores do filtro de saída L_{o1} e L_{o2} são suficientemente grandes para ser considerados como fontes de corrente com valores iguais a metade da corrente carga $I_o/2$;
- os indutores de comutação acoplados são iguais ($L_{r1}=L_{r2}=L_r$);
- os capacitores de comutação são iguais ($C_{r1}=C_{r2}=C_{r3}=C_{r4}=C_r$);
- as indutâncias de dispersão do transformador são incluídas nas indutâncias dos indutores de comutação acoplados L_{r1} e L_{r2} ;
- a corrente magnetizante do transformador é desprezível comparada à corrente de carga;
- não há diferença entre as razões cíclicas dos sinais de comando aplicados a cada par de interruptores (S_1 - S_3 e S_2 - S_4).

É conveniente ressaltar que as considerações indicadas anteriormente não comprometem o comportamento real do conversor.

O conversor apresenta seis etapas de funcionamento em meio período de operação. Os circuitos que descrevem estas etapas, destacando em **negrito** os caminhos de circulação

de corrente, são mostrados na Fig. 6.2. Na Fig. 6.3 são mostradas as principais formas de onda para um período de operação.

Primeira Etapa : (t_0, t_1) : etapa linear

No instante t_0 , a corrente através de L_{r1} começa a crescer linearmente até alcançar $nI_0/2$. Durante esta etapa não há transferência de potência para a carga, somente ocorre uma redução da razão cíclica de controle.

Segunda Etapa : (t_1, t_2) - transferência de energia.

Durante esta etapa, potência é transferida para a carga desde a fonte de entrada V_1 através dos interruptores S_1 e S_4 . No lado secundário do transformador, a corrente circula através do diodo retificador D_{r1} e indutor do filtro L_{o2} . Os interruptores S_2 e S_3 estão bloqueados e a tensão sobre eles é igual à tensão V_2 .

Terceira Etapa : (t_2, t_3) - carga linear de C_{r1} .

No instante t_2 , o interruptor S_1 é bloqueado sob tensão nula. O capacitor C_{r1} é carregado com uma corrente constante igual à corrente de carga referida ao lado primário do transformador. Esta etapa é finalizada quando a tensão sobre o capacitor C_{r1} atinge V_1 . O interruptor S_4 permanece em condução.

Quarta Etapa : (t_3, t_4) – Etapa de roda livre

No instante t_3 , o diodo D_1 é diretamente polarizado e começa conduzindo a corrente através de L_{r1} , que é igual a $nI_0/2$. Durante esta etapa, a corrente de carga I_0 entra em roda livre através dos diodos D_{r1} e D_{r2} . Esta etapa é finalizada quando o interruptor S_4 é bloqueado.

Quinta Etapa: (t_4, t_5) – carga ressonante de C_{r4} e descarga ressonante de C_{r2} e C_{r3} .

No instante t_4 , o interruptor S_4 é bloqueado sob tensão nula. O capacitor C_{r4} entra em ressonância com o indutor L_{r2} e começa a carregar de maneira ressonante. Ao mesmo tempo, o indutor L_{r1} transfere uma parte da sua energia para o indutor L_{r2} que também entra em ressonância com C_{r2} e C_{r3} que começam a descarregar. A etapa é finalizada quando a tensão sobre o capacitor C_{r4} atinge a tensão V_1 e a tensão sobre os capacitores C_{r2} e C_{r3} atingem o valor nulo.

Sexta Etapa : (t_5, t_6) – etapa linear

Em t_5 , os diodos DS_2 e DS_3 são polarizados diretamente. Enquanto conduzem os diodos indicados, os interruptores S_2 e S_3 devem ser acionados para entrar em condução. O diodo D_4 também é polarizado diretamente. A corrente através dos indutores L_{r1} e L_{r2} decrescem linearmente ate se anular no final da etapa.

A sétima etapa é similar à primeira etapa.

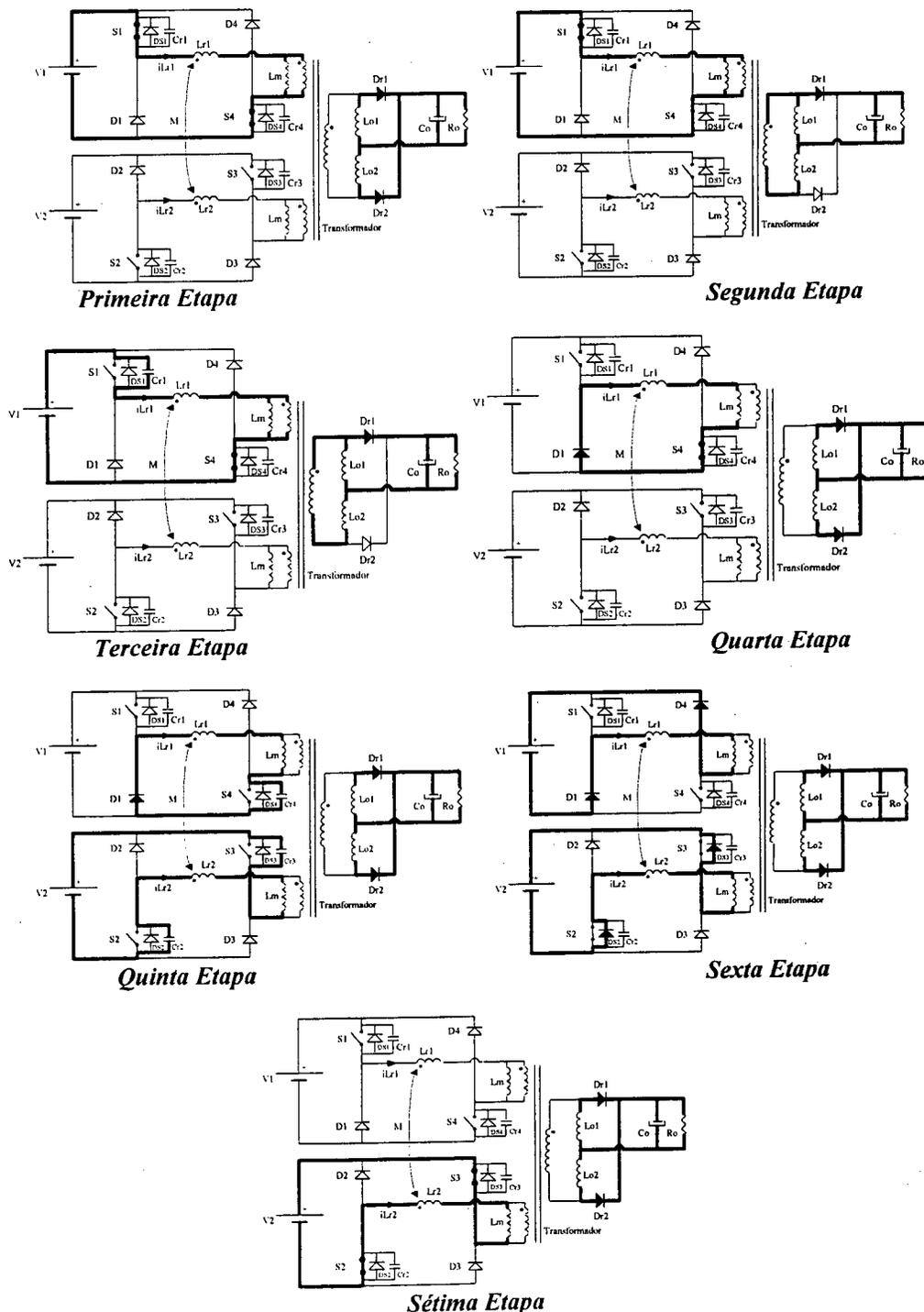


Fig. 6.2. Etapas de operação do conversor.

6.2.5. Principais Formas de Onda Teóricas

Na Fig. 6.3 são apresentadas as formas de onda teóricas de tensão e corrente considerando as etapas de comutação. Por outro lado, na Fig. 6.4 são apresentadas as mesmas formas de onda, porém desta vez, sem considerar as etapas de comutação, com a finalidade de poder facilitar a descrição matemática para a determinação da característica externa, determinação dos esforços de tensão e corrente, e análise da comutação.

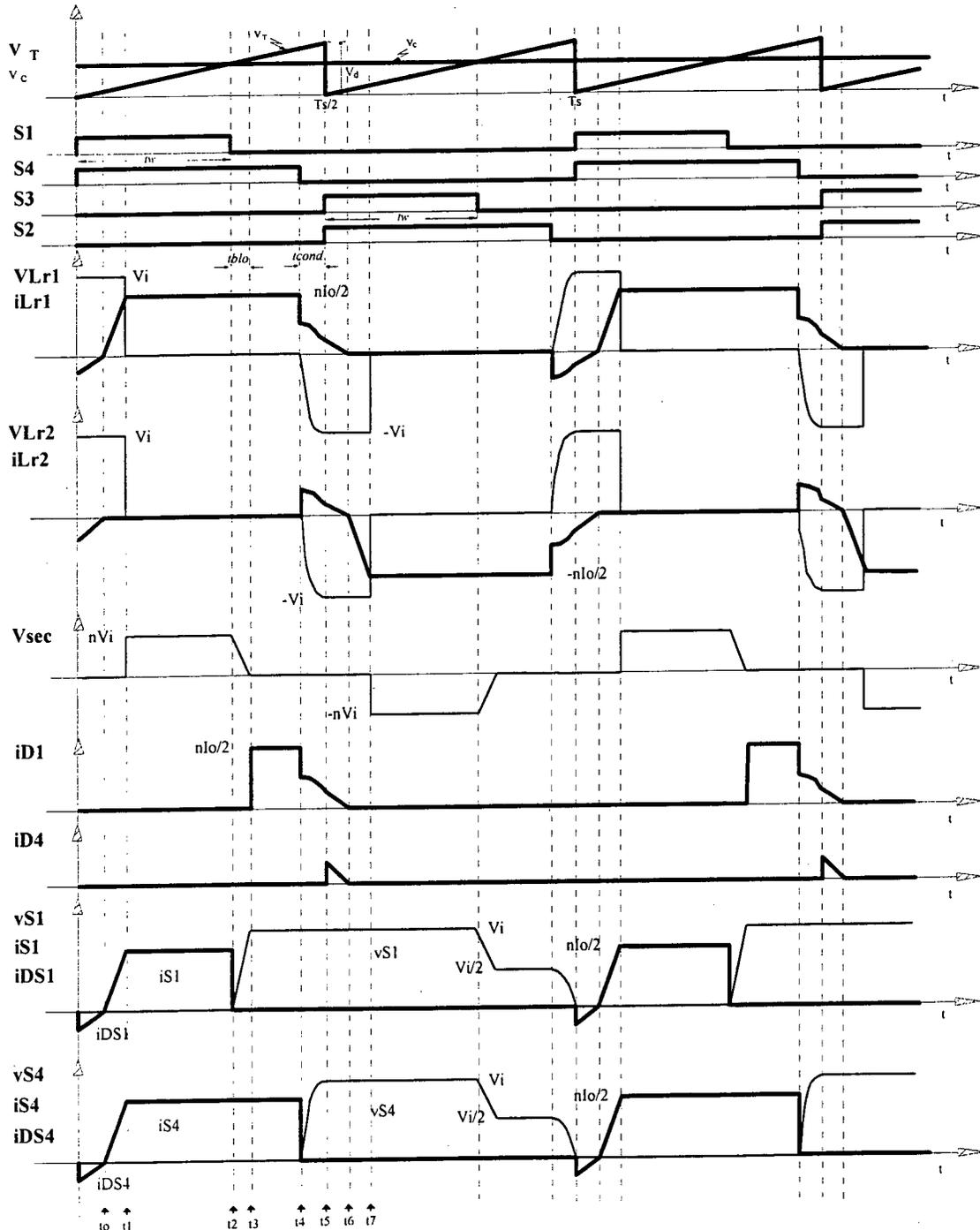


Fig. 6.3. Formas de onda considerando as comutações.

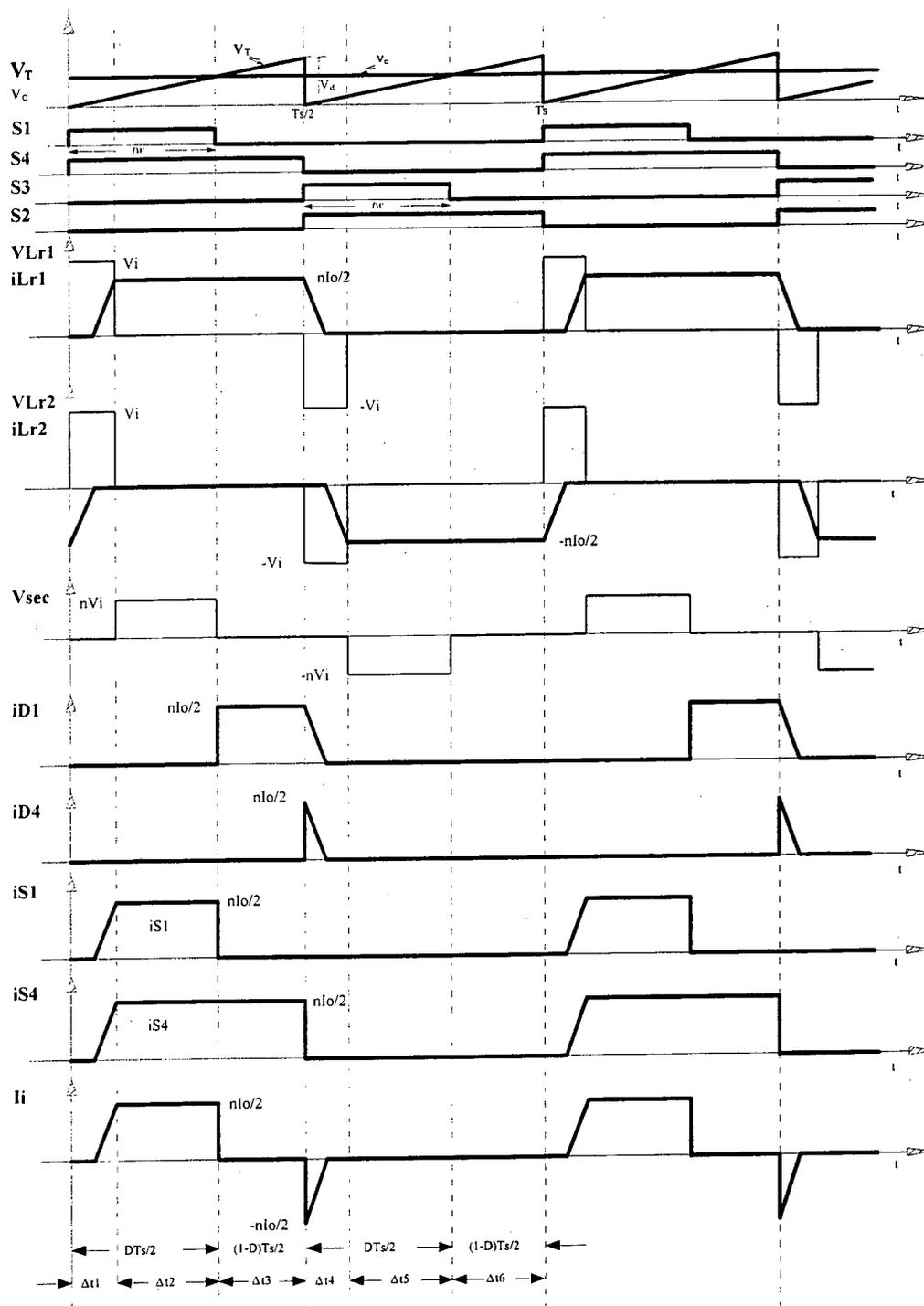


Fig. 6.4. Formas de onda sem considerar as comutações.

6.3. Análise Quantitativa

Para simplificar a análise teórica do conversor são ignoradas as etapas de comutação. A desconsideração das etapas de comutação para a análise teórica, não compromete o comportamento real de operação do conversor. Para prosseguir com a análise são utilizadas as formas de onda mostradas na Fig. 6.4.

Para encontrar o tempo da variação linear da corrente através de L_{r1} é analisada a **Primeira Etapa** de operação do conversor. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Fig. 6.5.

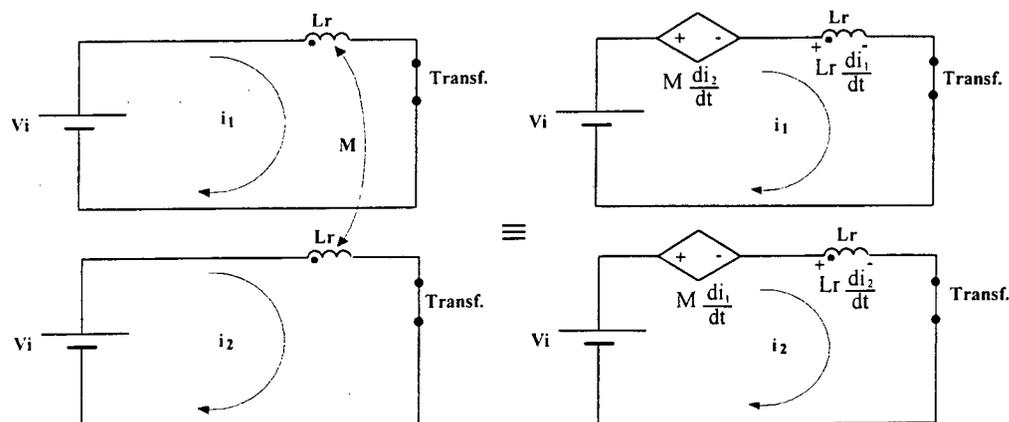


Fig.6.5. Circuito equivalente no intervalo Δt_1 .

$$M = K \cdot \sqrt{L_{r1} \cdot L_{r2}} \tag{6.1}$$

onde:

M : indutância mútua

K : coeficiente de acoplamento

O sistema de equações diferenciais obtido a partir do circuito da Fig. 6.5 é expressado na Eq. (6.2).

$$\begin{cases} L_r \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = V_i \\ L_r \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = V_i \end{cases} \tag{6.2}$$

Nesta etapa a corrente através do indutor L_{r2} é nula ($i_2=0$). Portanto,

$$L_r \frac{di_1}{dt} = V_i \tag{6.3}$$

Integrando a Eq. (6.3), tem-se:

$$\int_0^{i_1(t)} di_1 = \frac{1}{L_r} \cdot V_i \cdot \int_0^t dt \tag{6.4}$$

$$i_1(t) = \frac{V_i}{L_r} \cdot t \tag{6.5}$$

No final da etapa $i_1\left(\frac{\Delta t_1}{2}\right) = \frac{nI_o}{2}$. Logo substituindo em (6.5), tem-se:

$$\frac{nI_o}{2} = \frac{V_i}{L_r} \cdot \frac{\Delta t_1}{2} \quad (6.6)$$

O intervalo de tempo no qual ocorre a redução de razão cíclica é obtida com a Eq. (6.6). Portanto,

$$\Delta t_1 = \frac{L_r \cdot n \cdot I_o}{V_i} \quad (6.7)$$

6.3.1. Característica de Saída ou Externa

No conversor proposto a redução de razão cíclica ΔD , ocorre devido à variação linear da corrente através dos indutores de comutação e indutâncias de dispersão do transformador. Durante esta condição não há transferência de potência desde a entrada para a saída. A redução da razão cíclica é refletida na tensão do secundário do transformador (Fig. 6.4).

De acordo com as formas de onda mostradas na Fig. 6.4, e considerando que o tempo de comutação é muito menor do que o período de comutação, a tensão média de saída e a razão cíclica de controle do conversor são definidas pelas Eqs. (6.8) e (6.8.a).

$$V_o = n \cdot V_i \cdot \left(\frac{D}{2} - \frac{\Delta t_1}{T_s} \right) \quad (6.8)$$

$$D = \frac{t_w}{T_s \cdot 2} \quad (6.8.a)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (5.8.b)$$

onde:

V_o : tensão de saída;

V_i : tensão de entrada;

T_s : período de comutação;

n : relação de transformação do transformador (N_s/N_p);

D : razão cíclica;

f_s : frequência de comutação;

t_w : duração da largura de pulso do interruptor S_1 ou S_3 ,

Δt_1 : intervalo de tempo sem transferência de energia.

A redução da razão cíclica num período de comutação T_s é igual a:

$$\Delta D = \frac{2 \cdot \Delta t_1}{T_s} \quad (6.9)$$

Substituindo a Eq. (6.7) na Eq. (6.9), a redução da razão cíclica fica definida assim,

$$\Delta D = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o}{V_i} \quad (6.10)$$

onde:

f_s : frequência de comutação;

I_o : corrente média de saída.

Substituindo a Eq. (6.7) na Eq. (6.8), a tensão média de saída é igual a:

$$V_o = n \cdot V_i \cdot \left[\frac{D}{2} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o}{V_i} \right] \quad (6.11)$$

O gráfico da tensão de saída V_o , como uma função da corrente de saída I_o , conhecida como característica de saída, é mostrado na Fig. 6.23.a.

A Eq. (6.11) também pode ser expressada de maneira normalizada como é expressada na Eq. (6.13).

$$G_v = \frac{V_o}{n \cdot V_i} \quad (6.12)$$

$$G_v = \left[\frac{D}{2} - \frac{f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_o}{V_i} \right] \quad (6.13)$$

A Eq. (6.13) pode ser generalizada de forma independente dos parâmetros n , L_r , f_s , e V_i , colocando em função da redução da razão cíclica ΔD . Desta maneira, tem-se:

$$G_v = \left[\frac{(D - \Delta D)}{2} \right] \quad (6.14)$$

O gráfico de G_v em função da redução da razão cíclica ΔD , tomando a razão cíclica como parâmetro, é mostrado na Fig. 6.6.

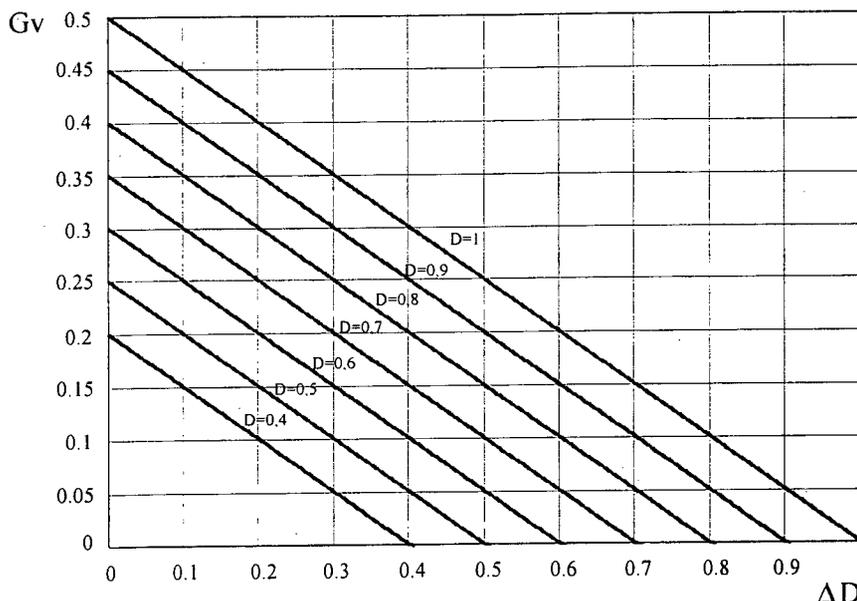


Fig. 6.6. Característica externa geral do conversor.

5.3.2. Relação de Transformação do Transformador

O transformador de alta frequência do conversor é formado por dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário, considerando-se a utilização de um retificador dobrador de corrente [43]. A relação de transformação apresentada neste item é dada entre o secundário e cada primário. A Eq. (6.15) é encontrada a partir da característica externa do conversor.

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2}{(D - \Delta D)} \cdot \frac{V_o}{V_i} \tag{6.15}$$

A Eq. (6.15) é normalizada da seguinte maneira:

$$\bar{n} = n \cdot \frac{V_i}{V_o} \tag{6.16}$$

$$\bar{n} = \frac{2}{(D - \Delta D)} \tag{6.17}$$

O gráfico da relação de transformação normalizada em função da perda da razão cíclica ΔD , tomando a razão cíclica D como parâmetro, é mostrado na Fig. 6.7.

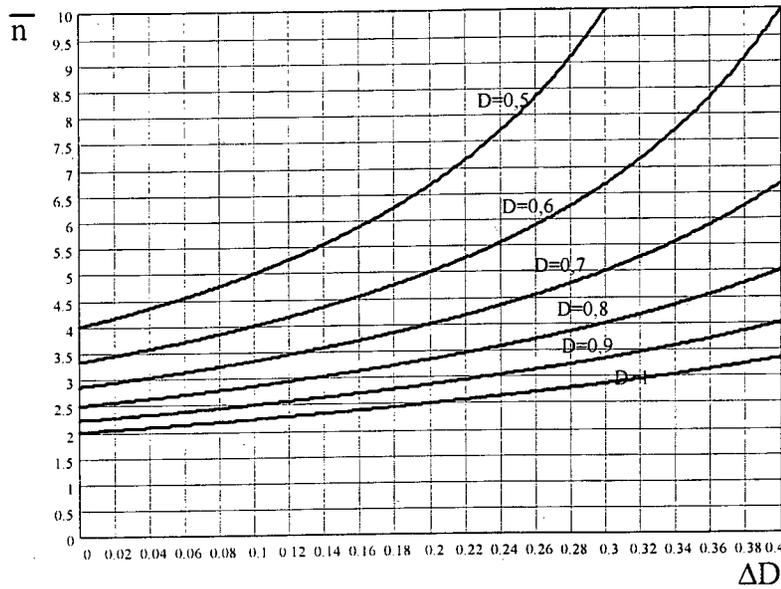


Fig. 6.7. Relação de transformação normalizada em função de ΔD , tomando D como parâmetro.

6.3.3. Esforços de Corrente nos Componentes do Conversor

Neste item são definidas as correntes médias e eficazes através dos componentes do conversor. Pelo fato de ambos os conversores forward que compõem a topologia serem iguais, somente para um conversor são encontrados todos os esforços.

A. Corrente Média no Interruptor S_1

$$I_{S1md} = \frac{D \cdot n \cdot I_o}{4} - \frac{3 \cdot L_r \cdot f_s \cdot n^2 \cdot I_o^2}{8 \cdot V_i} \tag{6.18}$$

Normalizando a Eq. (6.18), tem-se:

$$\overline{I_{S1md}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{S1md} \tag{6.19}$$

$$\overline{I_{S1md}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{D \cdot \Delta D}{8} - \frac{3 \cdot \Delta D^2}{32} \right) \tag{6.20}$$

B. Corrente Eficaz no Interruptor S_1

$$I_{S1ef} = \left(\frac{D \cdot n^2 \cdot I_o^2}{8} - \frac{5 \cdot L_r \cdot f_s \cdot n^3 \cdot I_o^3}{24 \cdot V_i} \right)^{\frac{1}{2}} \tag{6.21}$$

A Eq. 6.21 também pode ser apresentada de maneira normalizada, assim:

$$\overline{I_{S1ef}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{S1ef} \tag{6.22}$$

$$\overline{I_{S4ef}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{D \cdot \Delta D^2}{32} - \frac{5 \cdot \Delta D^3}{192} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.23)$$

C. Corrente Média no Interruptor S₄

$$I_{S4md} = \left(\frac{n \cdot I_o}{4} - \frac{3 \cdot L_r \cdot f_s \cdot n^2 \cdot I_o^2}{8 \cdot V_i} \right) \quad (6.24)$$

Normalizando a Eq. (6.24), tem-se:

$$\overline{I_{S4md}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{S4md} \quad (6.25)$$

$$\overline{I_{S4md}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{\Delta D}{8} - \frac{3 \cdot \Delta D^2}{32} \right) \quad (6.26)$$

D. Corrente Eficaz no Interruptor S₄

$$I_{S4ef} = \left(\frac{n^2 \cdot I_o^2}{8} - \frac{5 \cdot L_r \cdot f_s \cdot n^3 \cdot I_o^3}{24 \cdot V_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.27)$$

Normalizando a Eq. (6.27), tem-se:

$$\overline{I_{S4ef}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{S4ef} \quad (6.28)$$

$$\overline{I_{S4ef}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{\Delta D^2}{32} - \frac{5 \cdot \Delta D^3}{192} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.29)$$

E. Corrente Média no Diodo D₁

$$I_{D1md} = \left(\frac{(1-D) \cdot n \cdot I_o}{4} + \frac{L_r \cdot f_s \cdot n^2 \cdot I_o^2}{8 \cdot V_i} \right) \quad (6.30)$$

Normalizando a Eq. (6.30), obtém-se:

$$\overline{I_{D1md}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{D1md} \quad (6.31)$$

$$\overline{I_{D1md}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left[\frac{(1-D) \cdot \Delta D}{8} + \frac{\Delta D^2}{32} \right] \quad (6.32)$$

F. Corrente Média no Diodo D₄

$$I_{D4md} = \left(\frac{L_r \cdot f_s \cdot n^2 \cdot I_o^2}{8 \cdot V_i} \right) \quad (6.33)$$

Normalizando a Eq. (6.33), tem-se:

$$\overline{I_{D4md}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{D4md} \quad (6.34)$$

$$\overline{I_{D4md}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left[\frac{\Delta D^2}{32} \right] \quad (6.35)$$

G. Corrente Média nos Diodos em Antiparalelo com os Interruptores

As correntes medias através dos diodos em antiparalelo com os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , podem ser calculadas com es equações dadas para o diodo D_4 .

H. Corrente Eficaz e de Pico no Indutor de Comutação L_r

• Corrente Eficaz

$$I_{Lref} = \left(\frac{n^2 \cdot I_o^2}{8} - \frac{L_r \cdot f_s \cdot n^3 \cdot I_o^3}{6 \cdot V_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.36)$$

Normalizando a Eq. (6.36), tem-se:

$$\overline{I_{Lref}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{Lref} \quad (6.37)$$

$$\overline{I_{Lref}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{\Delta D^2}{32} - \frac{\Delta D^3}{48} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.38)$$

• Corrente de Pico

$$I_{Lrpico} = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (6.39)$$

Normalizando a Eq. (6.39), tem-se:

$$\overline{I_{Lrpico}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{Lrpico} \quad (6.40)$$

$$\overline{I_{Lrpico}} = \frac{1}{4} \quad (6.41)$$

I. Corrente Média nos Diodos Retificadores de Saída

A corrente média através o diodo do retificador de saída pode ser calculada com a Eq. (6.42).

$$I_{Dfmd} = \frac{I_o}{2} \quad (6.42)$$

J. Corrente Eficaz no Secundário do Transformador

A corrente eficaz através do enrolamento secundário do transformador de alta frequência, usando retificador dobrador de corrente, pode ser calculada com Eq. (6.43).

$$I_{\text{Sec ef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D} \quad (6.43)$$

K. Corrente Eficaz e de Pico no Indutor do Filtro de Saída

• Corrente Eficaz

A corrente eficaz através de cada indutor do filtro de saída pode ser calculada com a Eq. (6.44). Esta equação é aproximada, pois ignora-se a ondulação de corrente através do filtro.

$$I_{\text{Lo1 ef}} \cong \frac{I_o}{2} \quad (6.44)$$

• Corrente de Pico

Para os fins de projeto, adota-se a máxima ondulação (pico-pico) de corrente no igual a 20% da corrente média de saída para o retificador dobrador de corrente, e igual a 10% da corrente média de saída para o retificador com tape central ou retificador em ponte completa. A percentagem indicada em valores absolutos pode ser expressada como $X=0,2$ para o retificador dobrador de corrente, e como $X=0,1$ para os outros retificadores.

O valor de pico da corrente através do indutor L_{o1} é definida pela Eq. (6.45).

$$I_{\text{Lo1 pico}} = \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_{\text{Lo1}}}{2} \quad (6.45)$$

A ondulação de corrente pode ser expressada assim,

$$\Delta I_{\text{Lo1}} = X \cdot I_o \quad (6.46)$$

Substituindo a Eq. (6.46) em (6.45), tem-se:

$$I_{\text{Lo1 pico}} = \frac{I_o}{2} \cdot (1 + X) \quad (6.47)$$

L. Corrente Eficaz no Capacitor do Filtro de Saída

A corrente eficaz através do capacitor do filtro de saída, pode ser encontrada com a Eq. (6.48) ou (6.49).

$$I_{Coef} = \frac{\Delta I_{L_{o1}}}{4 \cdot \sqrt{3}} \quad (6.48)$$

$$I_{Coef} = \frac{X \cdot I_o}{4 \cdot \sqrt{3}} \quad (6.49)$$

6.3.4. Ondulação de Corrente nos Indutores do Filtro de Saída

Para simplificar os cálculos a redução da razão cíclica é considerada nula. Assim a razão cíclica efetiva D_{ef} é igual à razão cíclica de controle D .

A ondulação de corrente normalizada através de cada indutor é definida pela Eq. (6.50).

$$\overline{\Delta I_{L_{o1}}} = (1 - D) \cdot D \quad (6.50)$$

A ondulação de corrente normalizada também é igual a:

$$\overline{\Delta I_{L_{o1}}} = \frac{L_{o1} \cdot \Delta I_{L_{o1}} \cdot f_s}{n \cdot V_i} \quad (6.51)$$

A ondulação de corrente normalizada como uma função da razão cíclica de controle D , dada pela Eq. (6.50), é mostrada graficamente na Fig. 6.8.

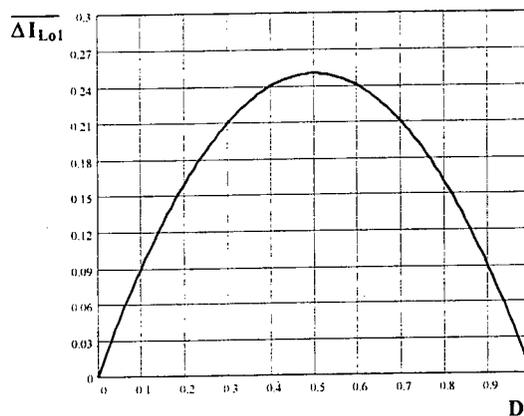


Fig. 6.8. Ondulação de corrente normalizada nos indutores do filtro de saída, como uma função da razão cíclica D .

6.3.5. Máximos Esforços de Tensão sobre os Componentes do Conversor

A seguir são dadas as expressões para determinar os esforços de tensão em cada componente.

• Máxima Tensão sobre os Interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4

$$V_{S1,S2,S3,S4} = V_i \quad (6.52)$$

• **Máxima Tensão sobre os Diodos D_1, D_2, D_3 e D_4**

$$V_{D_1, D_2, D_3, D_4} = V_i \quad (6.53)$$

• **Máxima Tensão sobre os Diodos Retificadores de Saída D_{r1} e D_{r2}**

A expressão é válida para um retificador dobrador de corrente. A Eq. (6.54) não prevê as sobretensões devido ao fenômeno de recuperação do diodo e presença de indutâncias de dispersão.

$$V_{Dr1, Dr2} = n \cdot V_i \quad (6.54)$$

• **Máxima Tensão sobre os Capacitores de Comutação C_{r1}, C_{r2}, C_{r3} e C_{r4}**

$$V_{Cr1, Cr2, Cr3, Cr4} = V_i \quad (6.55)$$

• **Máxima Tensão nos Primários do Transformador**

$$V_{Pri1, Pri2} = V_i \quad (6.56)$$

• **Máxima Tensão nos Secundários do Transformador**

$$V_{Sec} = n \cdot V_i \quad (6.57)$$

6.4. Determinação da Redução de Razão Cíclica Ótima

O princípio para determinar a redução de razão cíclica ótima do conversor com indutores de comutação acoplados é similar ao apresentado para o conversor sem indutores acoplados no capítulo IV.

A corrente média de entrada de cada fonte de alimentação é dada pela Eq. 6.58.

$$I_{i_{md}} = \left(\frac{n \cdot I_o \cdot D}{4} - \frac{n^2 \cdot I_o^2 \cdot f_s \cdot L_r}{2 \cdot V_i} \right) \quad (6.58)$$

Normalizando a Eq. (6.58), tem-se:

$$\overline{I_{i_{md}}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{i_{md}} \quad (6.59)$$

$$\overline{I_{i_{md}}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{D \cdot \Delta D}{8} - \frac{\Delta D^2}{8} \right) \quad (6.60)$$

A corrente eficaz através de cada indutor de comutação é dada pela Eq. (6.61).

$$I_{L_{ref}} = \left(\frac{n^2 \cdot I_o^2}{8} - \frac{n^3 \cdot I_o^3 \cdot L_r \cdot f_s}{6 \cdot V_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.61)$$

Normalizando a Eq. (6.61), obtém-se:

$$\overline{I_{Lref}} = \frac{1}{2 \cdot n \cdot I_o} \cdot I_{Lref} \quad (6.62)$$

$$\overline{I_{Lref}} = \frac{1}{\Delta D} \cdot \left(\frac{\Delta D^2}{32} - \frac{\Delta D^3}{48} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.63)$$

A relação entre as correntes média e eficaz, como uma função da redução da razão cíclica ΔD , tomando D como parâmetro, é apresentada graficamente na Fig. 6.9.

Analisando a Fig. 6.9 ocorre que para qualquer valor da razão cíclica D a redução da razão cíclica ótima é igual a zero ($\Delta D=0$). Em termos práticos isto implica que não existe circulação de energia reativa através dos circuitos para carregar ou descarregar os capacitores de comutação em paralelo com os interruptores. O resultado encontrado reflete o comportamento de um conversor com comutação dissipativa. Neste conversor, a comparação da corrente média com a corrente eficaz não é um método adequado para encontrar a redução da razão cíclica ótima.

Acredita-se que o método mais adequado para encontrar a redução da razão cíclica ótima, ΔD , seja a partir da análise das perdas de comutação. Porém devido à complexidade da modelagem de perdas de comutação em semicondutores é recomendável assumir a redução de razão cíclica para projeto entre 10 a 15% da razão cíclica máxima D_{max} .

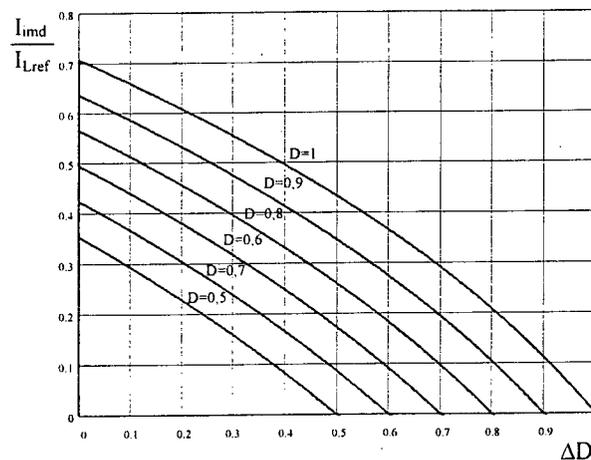


Fig. 6.9. Relação da correntes média de entrada com a corrente eficaz no indutor de comutação, como uma função de ΔD .

6.5. Análise da Comutação

A análise da comutação, tanto na entrada em condução assim como no bloqueio de cada interruptores é realizada neste item.

No conversor em estudo, as correntes de comutação para carregar e descarregar os capacitores de comutação, dependem diretamente da corrente de carga I_o . Portanto, a comutação suave dos interruptores não é possível garantir em toda a faixa de variação da corrente de saída, I_o .

6.5.1. Na Entrada em Condução de S_2 e S_3 , e Bloqueio de S_4

Para realizar a análise da comutação de bloqueio do interruptor S_4 e a comutação de entrada em condução dos interruptores S_2 e S_3 é tomada a **Quinta Etapa** de operação (ver Fig. 6.3). A energia para estas comutações é fornecida pelo indutor de comutação L_{r1} e o processo de comutação ocorre de maneira ressonante. A transferência de energia do indutor L_{r1} para o indutor L_{r2} é realizada por indução eletromagnética devido ao acoplamento dos indutores de comutação.

O circuito equivalente durante a comutação é mostrada na Fig. 6.10. O mesmo é necessário para facilitar a análise.

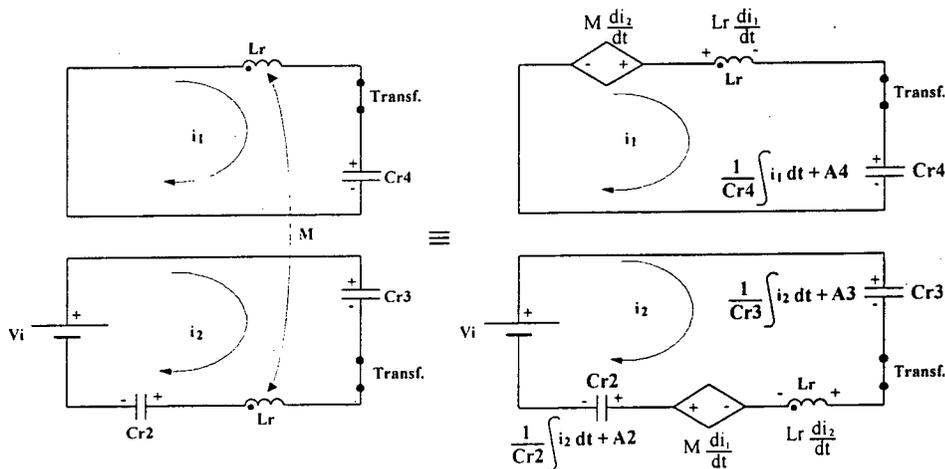


Fig. 6.10. Circuito equivalente durante a entrada em condução de S_2 e S_3 , e bloqueio de S_4 .

O sistema de equações diferenciais obtida desde a Fig. 6.10.

$$\begin{cases} L_r \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_{r4}} \int i_1 dt + A_4 = 0 \\ L_r \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_{r2}} \int i_2 dt + A_2 + \frac{1}{C_{r3}} \int i_2 dt + A_3 = V_i \end{cases} \quad (6.64)$$

As condições iniciais são:

$$A_2 = \frac{V_i}{2}; \quad A_3 = \frac{V_i}{2}; \quad A_4 = 0$$

Lembrando que:

$C_{r1}=C_{r2}=C_{r3}=C_{r4}=C_r$ capacitores de comutação;

$L_{r1}=L_{r2}=L_r$ indutores de comutação;

$K=1$ coeficiente de acoplamento.

A indutância mútua é calculada usando a Eq. (6.1), Portanto,

$$M=L_r \quad (6.65)$$

Resolvendo o sistema de equações em (6.64), obtém-se as correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$.

$$i_1(t) = \frac{n \cdot I_o}{2} \cdot \cos\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o \cdot t\right) \quad (6.66)$$

$$i_2(t) = -\frac{n \cdot I_o}{4} \cdot \cos\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o \cdot t\right) \quad (6.67)$$

onde:

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{C_r \cdot L_r}} : \text{frequência angular de ressonância,} \quad (6.68)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} : \text{impedância característica.} \quad (6.69)$$

A tensão sobre o capacitor de comutação C_{r4} é:

$$V_{Cr3}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{n \cdot I_o}{4 \cdot C_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o} \cdot \text{sen}\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o \cdot t\right) \quad (6.70)$$

Ao finalizar a etapa, a tensão sobre o capacitor C_{r3} é $V_{cr3}(t_{\text{cond}})=0$. Portanto, substituindo na Eq. (6.70), tem-se:

$$V_i - \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot C_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o} \cdot \text{sen}\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o \cdot t_{\text{cond}}\right) = 0 \quad (6.71)$$

Arranjando t_{cond} da Eq. (6.71), tem-se:

$$t_{\text{cond}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o} \cdot \text{sen}^{-1}\left(\frac{2 \cdot V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_o}{n \cdot I_o}\right) \quad (6.72)$$

Substituindo as Eqs. (6.10) e (6.69) na Eq. (6.72), tem-se:

$$t_{cond} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \omega_0} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{\frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot f_s}{\Delta D \cdot f_0} \right) \tag{6.73}$$

O tempo de comutação dada pela Eq. (6.73) é normalizada como mostra a Eq. (6.75).

$$\bar{f} = \frac{f_s}{f_0} \tag{6.74}$$

\bar{f} : frequência normalizada,

t_{cond} : tempo de descarga do capacitor de comutação ($C_r=C_{r3}$),

f_0 : frequência de ressonância,

f_s : frequência de comutação,

$$\overline{t_{cond}} = \frac{\bar{f}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}} \cdot \text{sen} \left(\frac{\frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \bar{f}}{\Delta D} \right) \tag{6.75}$$

$$\overline{t_{cond}} = \frac{t_{cond}}{T_s} \tag{6.76}$$

O tempo de comutação de bloqueio do interruptor S_4 é exatamente igual ao tempo de comutação na entrada em condução dos interruptores S_2 e S_3 .

O intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{cond}}$, como uma função de \bar{f} , durante a entrada em condução é mostrado na Fig. 6.11.

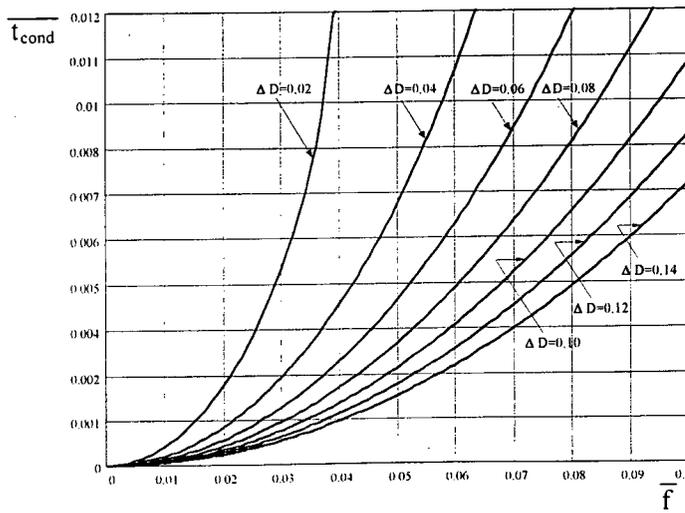


Fig. 6.11. Intervalo de tempo de descarga normalizado $\overline{t_{cond}}$, como uma função de \bar{f} , durante a entrada em condução.

6.5.2. No Bloqueio do interruptor S_1

Neste caso é analisada a comutação de bloqueio do interruptor S_1 que ocorre na **Terceira Etapa**. Durante esta comutação, o capacitor de comutação C_{r1} é carregado com corrente constante igual à metade da corrente de saída referida ao lado primário do transformador. A comutação de bloqueio do interruptor S_3 é exatamente igual à comutação de bloqueio do interruptor S_1 .

Como a corrente através do capacitor é constante, a tensão sobre ele varia linearmente. A variação linear da tensão sobre C_{r1} é definida pela Eq. (6.77).

$$V_{Cr1}(t) = \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot C_{r1}} \cdot t \quad (6.77)$$

Esta etapa é finalizada quando a tensão sobre o capacitor atinge o valor de $V_{Cr1}(t_{blo}) = V_i$. Portanto,

$$V_i = \frac{n \cdot I_o}{2 \cdot C_{r1}} \cdot t_{blo} \quad (6.78)$$

Arranjando t_{blo} da Eq. (6.78), tem-se:

$$t_{blo} = \frac{2 \cdot C_{r1} \cdot V_i}{n \cdot I_o} \quad (6.79)$$

Finalmente, normalizando a Eq. (6.79), chega-se ao seguinte resultado:

$$\overline{t_{blo}} = \frac{\bar{f}^2}{\pi^2 \cdot \Delta D} \quad (6.80)$$

$$\overline{t_{blo}} = \frac{t_{blo}}{T_s} \quad (6.81)$$

O intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{blo}}$, como uma função de \bar{f} , durante a comutação de bloqueio é mostrado na Fig. 6.12.

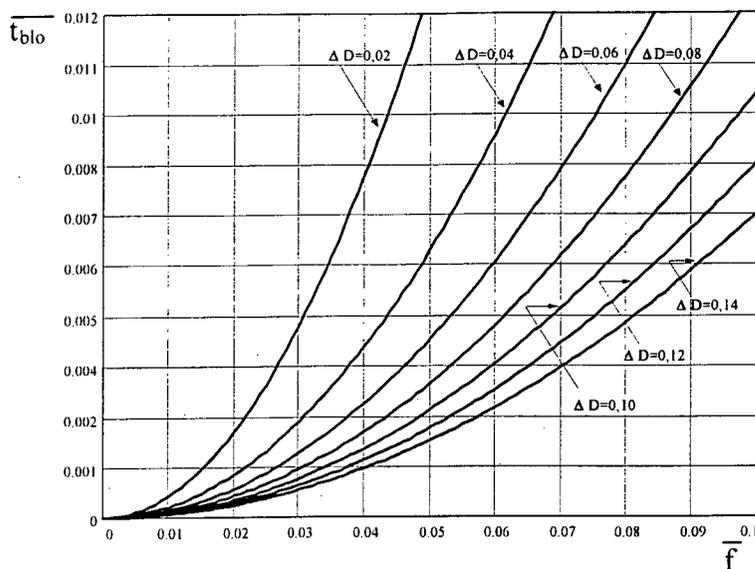


Fig. 6.12. Intervalo de tempo de carga normalizado $\overline{t_{blo}}$, como uma função de \overline{f} , durante a comutação de bloqueio.

6.6. Procedimento e Exemplo de Projeto

A. Especificações do Conversor

O conversor proposto apresenta as seguintes especificações:

$V_i=200V$: tensão de entrada

$V_o=60V$: tensão de saída

$P_o=3000W$: potência de saída

$I_o=50A$: corrente de saída

Para as condições de plena carga, assume-se a razão cíclica $D_{max}=0,8$ e a ondulação de corrente em cada indutor do filtro $\Delta I_{L01}=10A$.

Neste conversor a redução de razão cíclica ótima, segundo o item 6.4, é zero. Porém, se for tomado um valor nulo a comutação dos interruptores de potência seria dissipativa. Como o objetivo é obter comutação suave dos interruptores, para o projeto do conversor assume-se uma redução de razão cíclica máxima $\Delta D_{max}=0,1$.

A relação de transformação do transformador é determinada com a Eq. (6.15).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2}{(D_{max} - \Delta D_{max})} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{(0,8 - 0,1)} \cdot \frac{60}{200} = 0,86$$

A frequência de operação do conversor é assumida $f_s=25\text{kHz}$, igual à frequência ótima encontrada depois da análise de perdas para o conversor com grampeamento ativo no capítulo IV. Neste item para as especificações dadas no item 6.6.1 é desenvolvido um exemplo de projeto para dimensionar os componentes magnéticos, capacitivos e semicondutores.

B. Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência

O transformador de alta frequência do conversor apresenta dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário.

• Esforços de Corrente e Tensão

A corrente eficaz no primário é igual à corrente eficaz no indutor de comutação. Portanto, usando as Eqs. (6.37) e (6.38), tem-se:

$$I_{\text{prief}} = \left(\frac{0,1^2}{32} - \frac{0,1^3}{48} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 14,69\text{A}$$

A corrente eficaz no secundário do transformador é encontrada com a Eq. (6.43).

$$I_{\text{secef}} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D_{\text{max}}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{0,8} = 22,36\text{A}$$

A máxima tensão sobre cada enrolamento é encontrada com a Eq. (6.56).

$$V_{\text{Pri1,Pri2}} = 200\text{V}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleo de Ferrite

O produto de áreas do núcleo é calculado utilizando a Eq. (4.57). Os parâmetros de projeto são iguais a: $K_t=1$; $K_u=0,3$; $K_p=0,41$; $J_{\text{max}}=350\text{A/cm}^2$; $\Delta B_{\text{max}} = 0,16\text{T}$.

Substituindo valores, o produto resulta:

$$A_p = \frac{1,1 \cdot 3000}{2 \cdot 1 \cdot 0,3 \cdot 0,41 \cdot 350 \cdot 0,16 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 95,82\text{cm}^4$$

Para o produto de áreas calculado e a elevação de temperatura especificada satisfaz a utilização de três núcleos EE-76 associados [47]. As dimensões geométricas dos três núcleos associados são:

$$A_e = 19,35 \text{ cm}^2; A_w = 9,68 \text{ cm}^2; A_p = 187,31 \text{ cm}^4; V_n = 421,35 \text{ cm}^3; l_e = 21,77 \text{ cm}$$

Número de Espiras de cada Primário

O número de espiras do primário é calculado utilizando a Eq. (3.139).

$$N_{\text{pri}} \geq \frac{200}{2 \cdot 19,35 \cdot 0,16 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 = 12,92 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{\text{pri}} = 14 \text{ espiras}$$

Número de Espiras do Secundário

O número de espiras do secundário é determinado a partir da relação de transformação $n = N_{\text{sec}}/N_{\text{pri}}$.

$$N_{\text{sec}} = n \cdot N_{\text{pri}} = 0,86 \cdot 14 = 12,04 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{\text{sec}} = 12 \text{ espiras}$$

Condutores dos Primário e do Secundário

Segundo o procedimento apresentado no capítulo III, o número de fios em paralelo dos enrolamentos primário e secundário deve ser:

$$nf_{\text{pri}} = 33 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

$$nf_{\text{sec}} = 55 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

C. Dimensionamento dos Indutores de Comutação L_{r1} , L_{r2}

• Correntes Eficaz e de Pico

A corrente eficaz através dos indutores de comutação é encontrada usando a Eqs. (6.37) e (6.38). Portanto,

$$I_{L_{\text{ref}}} = \left(\frac{0,1^2}{32} - \frac{0,1^3}{48} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 14,69 \text{ A}$$

Por outro lado, a corrente de pico é calculada utilizando a Eq. (6.39).

$$I_{L_{\text{rpico}}} = \frac{0,86 \cdot 50}{2} = 21,5 \text{ A}$$

• Cálculo da Indutância

A indutância do indutor de comutação é determinada a partir da redução de razão cíclica expressada pela Eq. (6.10). Substituindo valores, tem-se:

$$L_r = \frac{V_i \cdot \Delta D_{\max}}{2 \cdot f_s \cdot n \cdot I_o} = \frac{200 \cdot 0,1}{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 0,86 \cdot 50} = 9,3 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético do Indutor Acoplado

A indutância efetiva subtraindo a indutância de dispersão $L_{\text{dpr1}}=1,8\mu\text{H}$ em cada primário do transformador é igual a:

$$L_{\text{refetiva}} = L_r - L_{\text{dpr1}} = 9,3 - 1,8 = 7,5 \mu\text{H}$$

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é determinado com a Eq. 4.61. Os parâmetros envolvidos para no dimensionamento são: $K_w=0,5$; $J_{\max}=350\text{A}/\text{cm}^2$; $B_{\max}=0,08\text{T}$. Substituindo os valores, tem-se:

$$A_p = 2 \cdot \frac{7,5 \cdot 10^{-6} \cdot 21,5 \cdot 14,69}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 3,38 \text{cm}^4$$

Para o produto de áreas calculado e a elevação de temperatura especificada satisfaz a utilização do núcleo EE-42/20 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=2,40 \text{cm}^2; A_w=1,57 \text{cm}^2; A_p=3,77 \text{cm}^4; V_n=23,30 \text{cm}^3; l_c=9,7 \text{cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145) do capítulo III. Portanto, substituindo os valores, tem-se:

$$N_{L_{\text{refetiva}}} \leq \frac{7,5 \cdot 10^{-6} \cdot 21,5}{2,40 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 8,40 \text{espiras}$$

Na implementação, para conseguir a indutância requerida, foi necessário somente:

$$N_{L_{\text{refetiva}}}=6 \text{ espiras}$$

Condutores

Como a corrente eficaz que circula através dos indutores de comutação é igual à corrente eficaz que circula pelos primários do transformador, a bitola do fio é igual à utilizada no primário do transformador.

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.146) do capítulo III. Portanto, substituindo valores, resulta:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 6^2 \cdot 2,40}{7,5 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,15 \text{cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 0,75 \text{mm}$$

D. Dimensionamento do Indutores do Filtro de Saída L_{o1} , L_{o2}

• Corrente Eficaz e de Pico

Utilizando as Eqs. (6.44) e (6.45) são obtidas a corrente eficaz e de pico.

$$I_{Lo\text{ef}} = \frac{50}{2} = 25 \text{A}$$

$$I_{Lo\text{pico}} = \frac{50}{2} + \frac{10}{2} = 30 \text{A}$$

• Cálculo da Indutância

Desde a Fig. 6.8 a ondulação de corrente normalizada crítica é $\overline{\Delta I_{Lo1}} = 0,25$.

As indutâncias dos indutores são calculadas utilizando a Eq. (6.51). Substituindo valores, tem-se:

$$L_{o1} = L_{o2} = 0,25 \cdot \frac{0,86 \cdot 200}{10 \cdot 25 \cdot 10^3} = 172,0 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas dos núcleos é encontrado pela Eq. (4.64). Os parâmetros de projeto são, $K_w=0,5$; $J_{\text{max}}=350 \text{A/cm}^2$; $B_{\text{max}}=0,3 \text{T}$. Substituindo valores, tem-se:

$$A_p = \frac{172,0 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 25}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 24,57 \text{cm}^4$$

Para o produto de áreas calculado e a elevação de temperatura especificada satisfaz a utilização do núcleo EE-65/26 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=5,32 \text{ cm}^2; A_w=5,48 \text{ cm}^2; A_p=29,15 \text{ cm}^4; V_n=78,2 \text{ cm}^3; l_e=14,7 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.155). Substituindo valores, tem-se:

$$N_{Lo1} \leq \frac{172,0 \cdot 10^{-6} \cdot 30}{5,32 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 32,33 \text{ espiras}$$

Para o projeto, assume-se:

$$N_{Lo} = 26 \text{ espiras}$$

Condutores

O número de fios em paralelo das espiras deve ser:

$$nf_{Lo} = 111 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.157). Substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 26^2 \cdot 5,32}{172,0 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,26 \text{ cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,3 \text{ mm}$$

E. Dimensionamento dos Capacitores de Comutação C_{r1} , C_{r2}

• Corrente Eficaz

As correntes eficazes através dos capacitores de comutação são ínfimas, por este motivo, não são quantificadas.

• Cálculo da Capacitância

No conversor, a comutação na entrada em condução dos interruptores é um tanto mais crítica que a comutação no bloqueio, pelo fato de ocorrer a mesma de maneira ressonante apenas com a corrente de roda livre, e não assim com a corrente de saída referida ao lado primário do transformador. Portanto os capacitores de comutação são encontrados para essa situação a partir da teoria apresentada no item 6.5.1.

Os capacitores de comutação são projetados para poder garantir comutação suave dos interruptores na faixa de corrente de carga de 10 a 50A que em termos percentuais

representa de 20 a 100%. Assim, para a corrente mínima de carga, $I_{o\min}=10A$, deve ser encontrada a redução de razão cíclica. Desde a Eq. (6.10), tem-se:

$$\Delta D_{\min} = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_r \cdot n \cdot I_{o\min}}{V_i} = \frac{2 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 9,3 \cdot 10^{-6} \cdot 0,86 \cdot 10}{200} = 0,02$$

Assumindo o intervalo do tempo de comutação igual a 1% do período de comutação T_s , o intervalo de tempo de comutação normalizado é encontrado utilizando a Eq. (6.76).

$$\frac{t_{\text{cond}}}{T_s} = \frac{t_{\text{cond}}}{T_s} = \frac{400 \cdot 10^{-9}}{40 \cdot 10^{-6}} = 0,01$$

Usando as curvas da Fig. 6.11 e tomando $\Delta D \cong 0,02$ (para $I_o=10A$) como um parâmetro, a frequência normalizada é:

$$\bar{f} = 0,0375$$

Através da Eq. (6.74), a frequência ressonante, f_o , é:

$$f_o = \frac{f_s}{\bar{f}} = \frac{25 \cdot 10^3}{0,0375} = 666666,67\text{Hz}$$

Finalmente, utilizando a Eq. (6.68), tem-se:

$$C_r = C_{r1} = C_{r2} = \frac{1}{9,3 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 666666,67)^2} = 6,1\text{nF}$$

Como os semicondutores apresentam capacitâncias de saída intrínsecas, os valores destes devem ser subtraídos do valor calculado.

F. Dimensionamento do Capacitor do Filtro de Saída C_o

• Corrente Eficaz

Utilizando a Eq. (6.48), a corrente eficaz através do capacitor é igual a:

$$I_{\text{Coef}} = \frac{10}{4 \cdot \sqrt{3}} = 1,44\text{A}$$

• Cálculo da Capacitância

Para o projeto, assume-se uma ondulação de 0,8% de $V_o=60V$ ($\Delta V_o = 0,48V$).

A capacitância é determinada com a Eq. (3.159). Substituindo valores, tem-se:

$$C_o = \frac{10}{4 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 0,48} = 66,31\mu\text{F}$$

A resistência série equivalente do capacitor é calculada com a Eq. (3.160). Substituindo valores, tem-se:

$$R_{SE} = \frac{2 \cdot 0,48}{10} = 0,096\Omega$$

Devido à restrição da R_{SE} são utilizados quatro capacitores de $220\mu\text{F}/63\text{V}$ e $R_{SE}=0,38\Omega$ em paralelo. Portanto, a capacitância resultante é $C_o=880\mu\text{F}$.

G. Dimensionamento dos Capacitores de Entrada C_1 e C_2

• Corrente Eficaz

A corrente eficaz através de cada capacitor de entrada é igual a:

$$I_{C_{\text{ef}}} = \frac{n \cdot I_o}{2} = \frac{0,86 \cdot 50}{2} = 21,5\text{A}$$

• Cálculo da Capacitância

A capacitância de cada capacitor é encontrada com a Eq. (4.66). Substituindo valores, tem-se:

$$C_1 = C_2 = \frac{5 \cdot 0,86 \cdot 50}{200 \cdot 25 \cdot 10^3} = 43\mu\text{F}$$

H. Dimensionamento dos Interruptores S_1 e S_4

Os interruptores mais convenientes para o conversor são IGBT's por apresentar menores perdas de condução.

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente nos interruptores principais S_1 e S_3 são iguais, assim como nos interruptores S_2 e S_4 . Por outro lado, os esforços de tensão nos quatro interruptores indicados são iguais.

A corrente média através de S_1 é obtida utilizando as Eqs. (6.19) e (6.20).

$$I_{S1_{\text{md}}} = \left(\frac{0,8 \cdot 0,1}{8} - \frac{3 \cdot 0,1^2}{32} \right) \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 7,8\text{A}$$

Por outro lado, a corrente média através de S_4 é encontrada usando as Eqs. (6.25) e (6.26).

$$I_{S4_{\text{md}}} = \left(\frac{0,1}{8} - \frac{3 \cdot 0,1^2}{32} \right) \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 9,9\text{A}$$

A máxima tensão de pico sobre cada interruptor é encontrada utilizando a Eq. (6.52). Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{S1,S4} = 200V$$

Os interruptores IGBT's que satisfazem os esforços de corrente e tensão calculados, encontram-se na Tabela 6.1.

I. Dimensionamento dos Diodos D_1 e D_4

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente nos diodos D_1 e D_3 são iguais, da mesma maneira nos diodos D_3 e D_4 . Por outro lado, os esforços de tensão nos quatro diodos indicados são iguais.

A corrente média no diodo D_1 é encontrada com as Eqs. (6.31) e (6.32).

$$I_{D1md} = \left[\frac{(1-0,8) \cdot 0,1}{8} - \frac{0,1^2}{32} \right] \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 1,9A$$

Por outro lado, a corrente média através do diodo D_4 é obtida usando as Eqs. (6.34) e (6.35).

$$I_{D4md} = \left[\frac{0,1^2}{32} \right] \cdot \frac{2 \cdot 0,86 \cdot 50}{0,1} = 0,27A$$

As máximas tensões de pico sobre cada diodo são encontradas utilizando a Eq. (6.53). Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$V_{D1,D4} = 200V$$

Baseado no conhecimento dos esforços de corrente e tensão são especificados os diodos na Tabela 6.1.

Os diodos D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} e D_{S4} em antiparalelo com os interruptores são especificados segundo os esforços de corrente e tensão do diodo D_4 .

J. Dimensionamento dos Diodos Retificadores D_{r1} , D_{r2}

• Esforços de Corrente e Tensão

Os esforços de corrente e tensão nos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} são iguais. Nestes diodos, os maiores esforços de corrente e tensão ocorrem em plena carga.

A corrente média através dos diodos retificadores é encontrada usando a Eq. (6.42).

$$I_{Dr1md} = \frac{50}{2} = 25,0A$$

A máxima tensão sobre cada diodo, sem considerar os efeitos as indutâncias de dispersão devido à recuperação dos diodos, é encontrada utilizando a Eq. (6.54). Portanto,

$$V_{D_{r1}, D_{r2}} = 0,86 \cdot 200 = 172,0V$$

As especificações do diodo que satisfaz os esforços de tensão e corrente calculados são dadas na Tabela 6.1.

6.7. Resultados Experimentais

Para validar o estudo teórico do conversor, um protótipo com as especificações indicadas no item 6.6.1, usando os componentes listados na Tabela 6.1, foi construído em laboratório. Os testes do conversor foram feitos conectando as entradas em série e em paralelo segundo os esquemas mostrados nas Figs. 6.13 e 6.14. Ambos os conversores foram controlados com um único circuito de comando que é mostrado na Fig. 6.15. Em ambos os conversores os testes foram realizados com indutâncias dos indutores de comutação iguais e diferentes em 22%, com a finalidade de analisar a influência da variação de impedâncias no equilíbrio de tensões sobre os capacitores de entrada na conexão série ou no equilíbrio de correntes através dos circuitos na conexão paralelo.

As formas de onda do protótipo são mostradas para a potência de saída de $P_o=3000W$. Também são mostradas as curvas experimentais de equilíbrio de tensões na conexão das entradas em série e de equilíbrio de correntes na conexão das entradas em paralelo.

Tabela 6.1. Componentes do circuito de potência.

Nº	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄	IGBT's	IRG4PC50W	27A, 600V
2	D _{r1} , D _{r2}	Diodo Ultra-rápido	HFA50PA60C	50A, 600V
2	D ₁ , D ₃	Diodo Ultra-rápido	MUR840	8A, 400V
6	D ₂ , D ₄ , D _{S1} , D _{S2} , D _{S3} , D _{S4}	Diodo Ultra-rápido	MUR440	4A, 400V
2	D _{Dr1} , D _{Dr2}	Diodo Ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
2	C ₁ , C ₂	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	60µF, 250Vac
4	C _{r1} , C _{r2} , C _{r3} , C _{r4}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	5,6nF/630V
4	C _o	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	4x220uF/63V
2	C _{Dr1} , C _{Dr2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	470nF, 630V
2	R _{Dr1} , R _{Dr2}	Resistor		33kΩ/ 5W
3	T _r	Transformador	Núcleo EE76; IP12 Thornton	N _p =14 espiras, N _{sec} = 12 espiras
2	L _{o1} , L _{o2}	Indutor	Núcleo EE65/26; IP12 Thornton	172,0µH; lg/2=1,3mm N _{L_{o1}} =N _{L_{o2}} =26 espiras
1	L _{r1} , L _{r2}	Indutor Acoplado	Núcleo EE42/20; IP12 Thornton	7,5µH; lg/2=0,75mm N _{L_{r1}} =N _{L_{r2}} =6 espiras

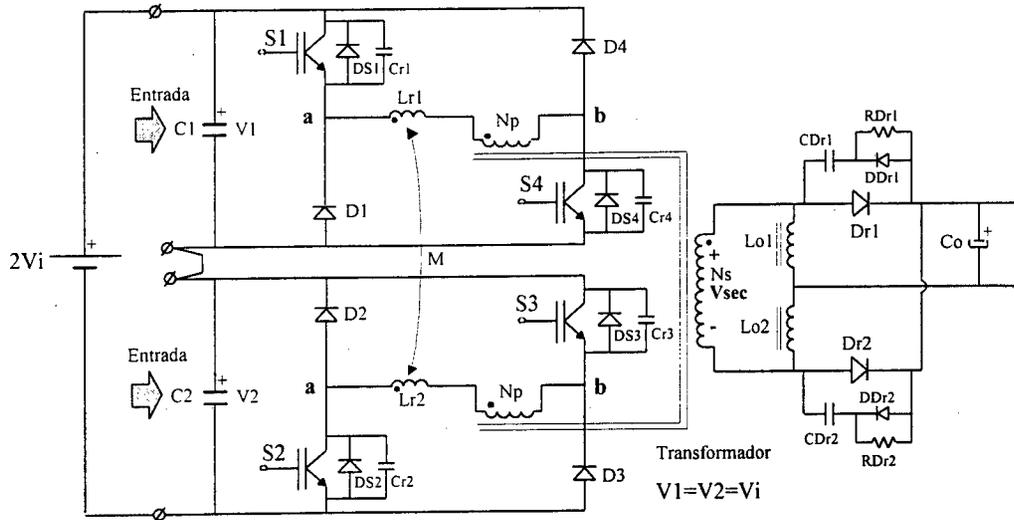


Fig. 6.13. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em série.

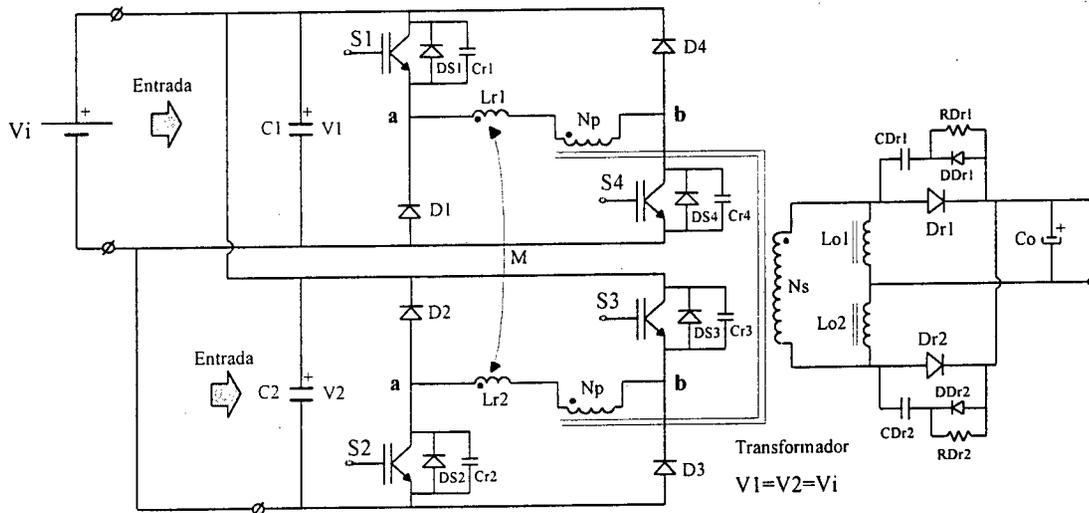


Fig. 6.14. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em paralelo.

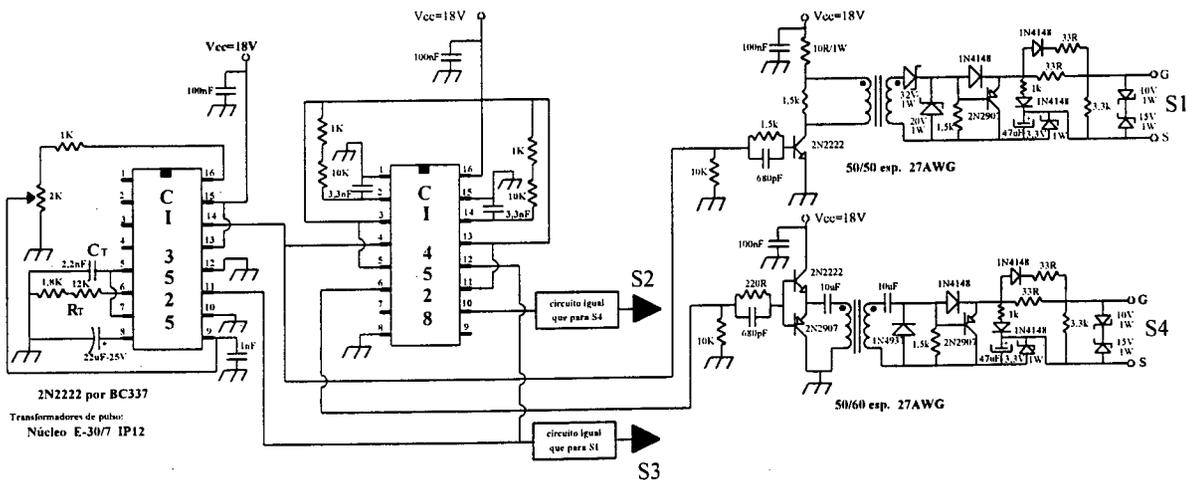


Fig. 6.15. Circuito de comando.

6.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série

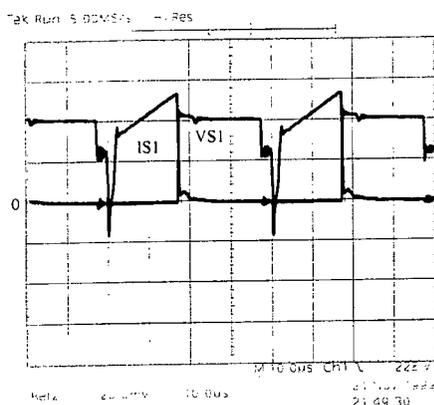
A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas são obtidas com indutâncias dos indutores de comutação acoplados de $L_{r1}=L_{r2}=L_r=7,5\mu\text{H}$ e coeficiente de acoplamento aproximadamente igual a $K\cong 1$.

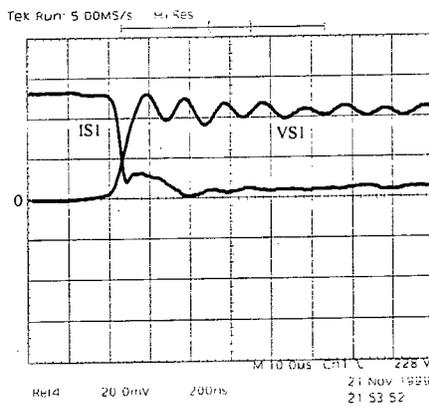
• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

As formas de onda de tensão e corrente obtidas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de entrada $2V_i=400\text{V}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 6.16 a 6.22.

Nas Figs. 6.16 e 6.17 são mostradas a comutação suave, tanto na entrada em condução e bloqueio dos interruptores. Por outro lado, nas Figs. 6.18 e 6.19 são mostradas a comutação suave dos diodos de cada braço.

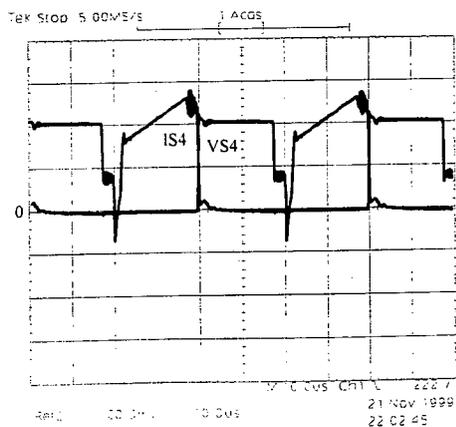


(a)

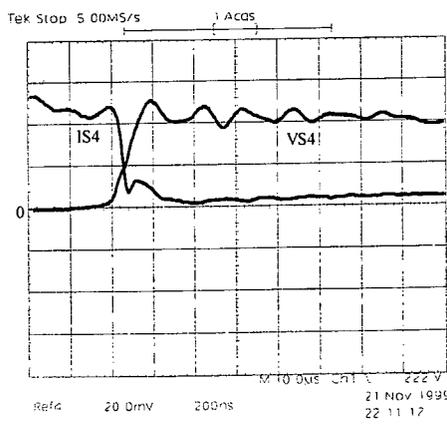


(b)

Fig. 6.16. (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

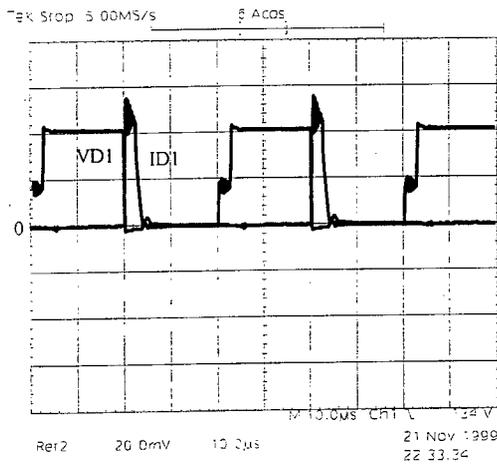


(a)

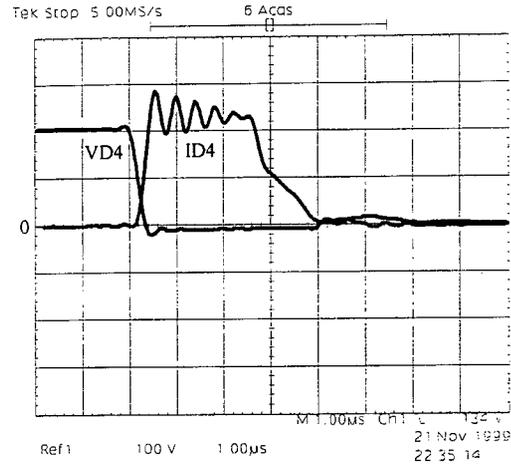


(b)

Fig. 6.17. (a) Tensão e corrente no interruptor S_4 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_4 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

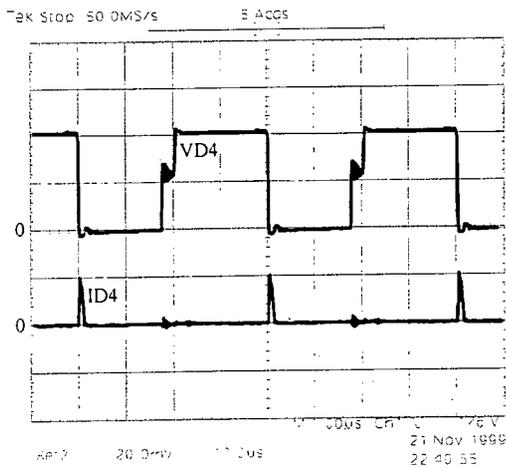


(a)

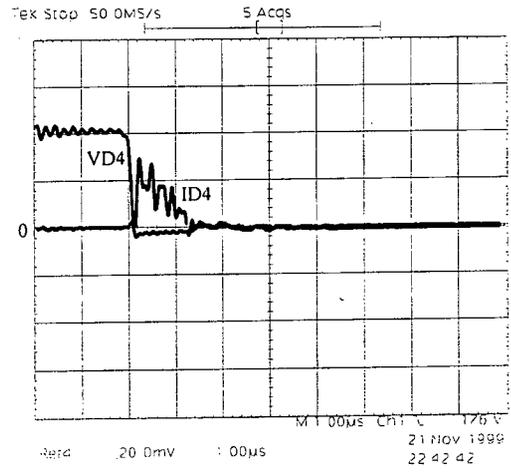


(b)

Fig. 6.18. (a) Tensão e corrente no diodo D_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe da comutação do diodo D_1 (100V/div.; 10A/div.; 1us/div.).

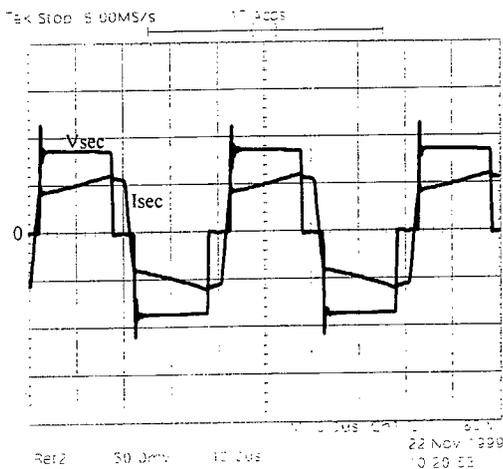


(a)

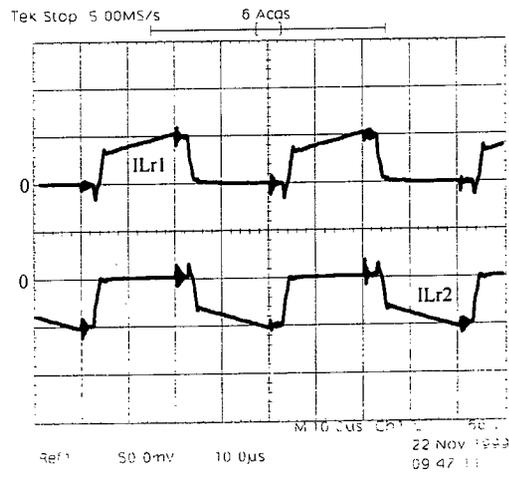


(b)

Fig. 6.19. (a) Tensão e corrente no diodo D_4 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe da comutação na entrada em condução (100V/div.; 10A/div.; 1us/div.).



(a)



(b)

Fig. 6.20. (a) Tensão e corrente no secundário do transformador (100V/div.; 25A/div.; 10us/div.); (b) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (25A/div.; 10us/div.).

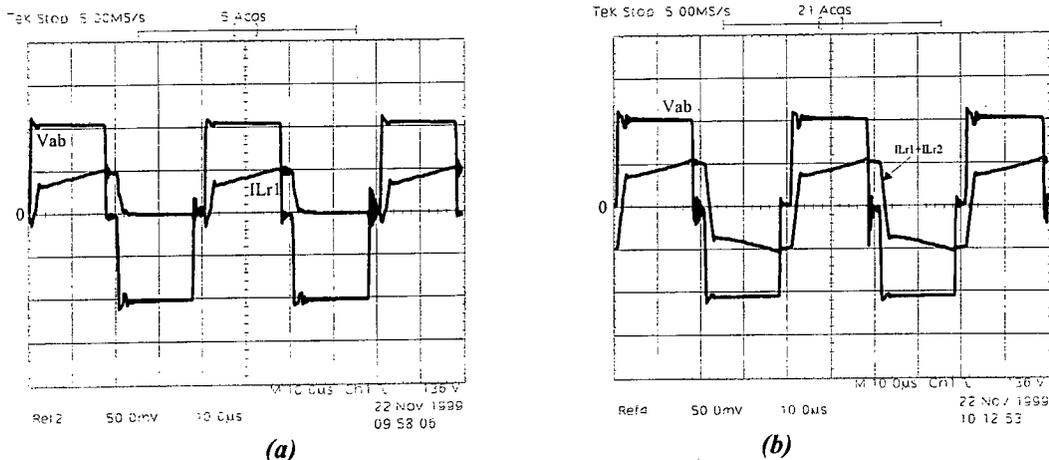


Fig. 6.21. (a) Tensão entre os pontos a-b e corrente em L_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 10 μ s/div.); (b) Tensão entre os pontos a-b e correntes $L_{r1}+L_{r2}$ (100V/div.; 25A/div.; 10 μ s/div.).

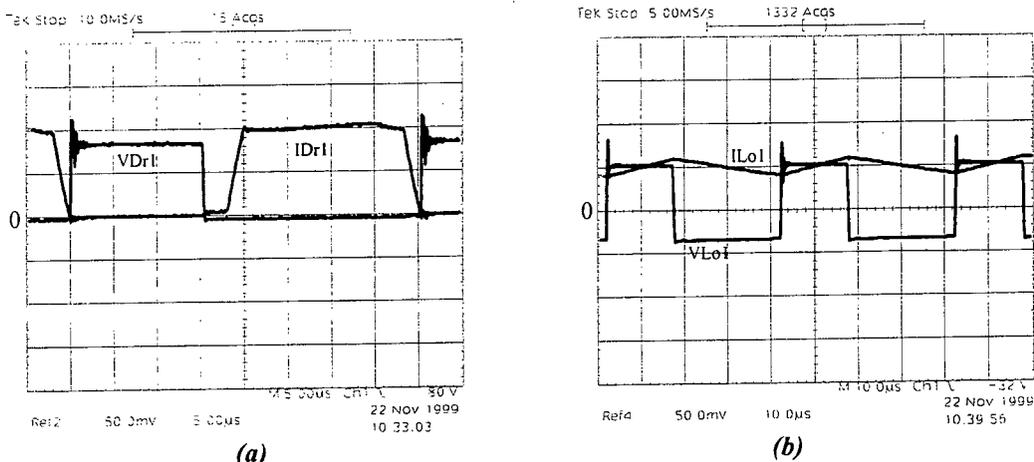


Fig. 6.22. (a) Tensão e corrente no diodo D_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 5 μ s/div.); (b) Tensão e corrente no indutor L_{o1} (100V/div.; 25A/div.; 10 μ s/div.).

• **Curvas**

Para poder obter cada curva da característica externa foram mantidas constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a razão cíclica D . A corrente de carga I_o foi variada.

As demais curvas foram obtidas mantendo constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. A tensão de saída foi mantida constante ajustando a razão cíclica de controle D cada vez que a corrente de carga I_o foi variada. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 6.23 e 6.24.

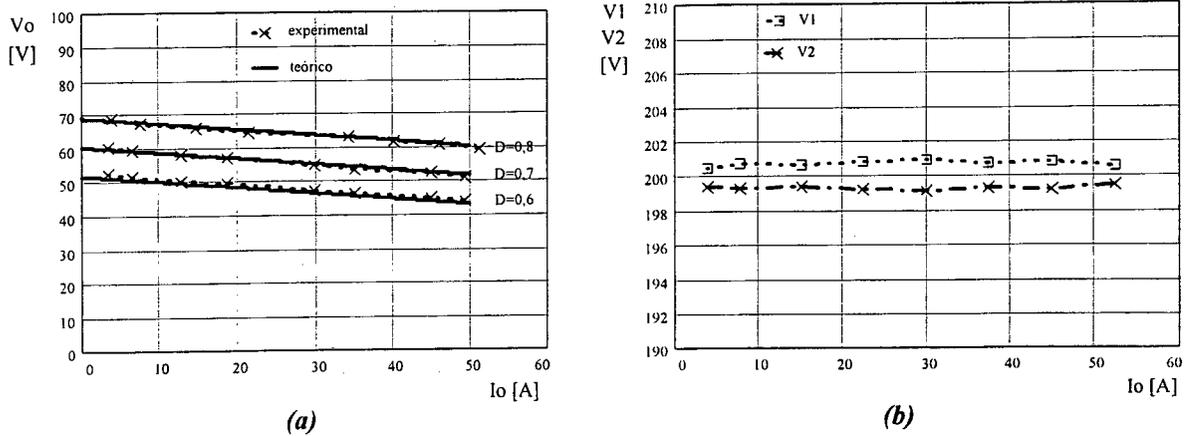


Fig. 6.23. (a) Característica de saída;
(b) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 .

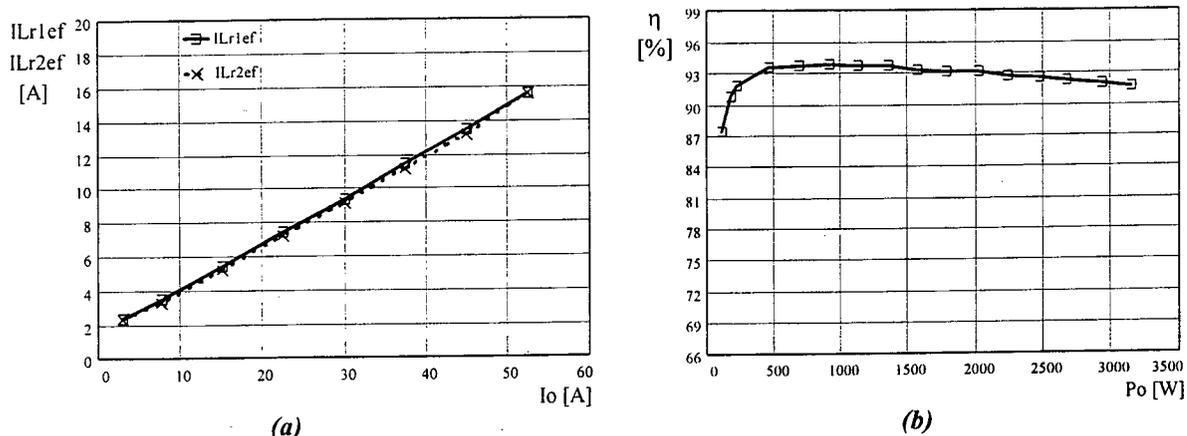


Fig. 6.24. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} .
(b) Curva de rendimento do conversor.

Na Fig. 6.23.b observa-se que nos capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 1V, que representa 0,5% do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. Na Fig. 6.24.a o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é desprezível. Como mostra a Fig. 6.24.b, o rendimento do conversor é 92% em plena carga.

B. Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições foram feitas com indutâncias dos indutores de comutação diferentes. A indutância do indutor L_{r1} foi adicionada em série com uma indutância de $2,09\mu H$, que representa 22% do valor calculado $9,3\mu H$. A indutância do indutor L_{r2} foi mantida no valor calculado. Assim, os valores das indutâncias foram: $L_{r1}=11,39\mu H$ e $L_{r2}=9,3\mu H$ (tomando em consideração as indutâncias de dispersão).

• Formas de Onda para $P_o=3000W$

Formas de onda obtidas para potência de saída $P_o=3000W$, corrente de saída $I_o=50A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas na Figs. 6.25 a 6.27.

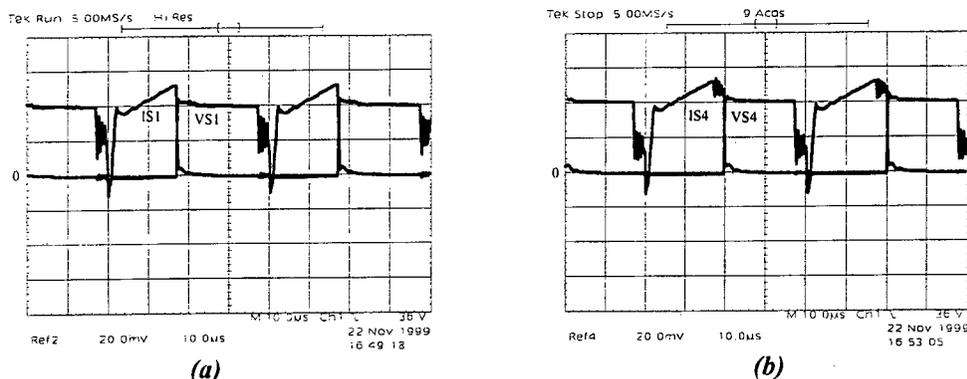


Fig. 6.25. (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor S_4 (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.).

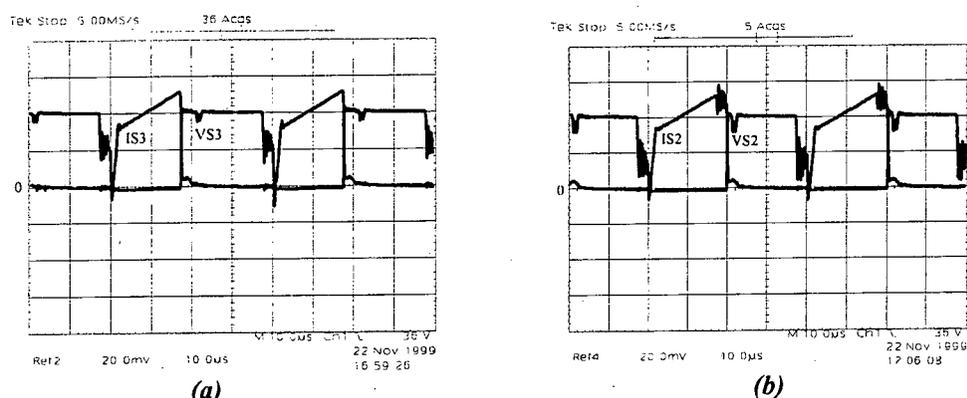


Fig. 6.26. (a) Tensão e corrente no interruptor S_3 (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.).

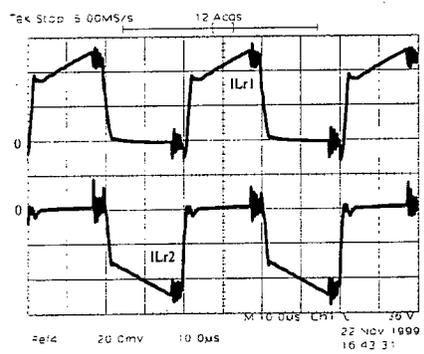


Fig. 6.27. Correntes através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10µs/div.).

Observando a Fig. 6.26, a comutação na entrada em condução dos interruptores S_2 e S_3 é um tanto comprometida pelo fato do indutor adicionado não estar acoplado com o indutor do outro conversor, pois, a energia armazenada em tal indutor não é transferida ao

outro conversor durante a comutação, a pesar deste fenômeno não é perdida a comutação suave. Ocorre que quanto menor é a indutância menor é a energia armazenada durante a comutação. Também, observa-se que as indutâncias não acopladas provocam oscilações de alta frequência na ordem de megahertz, tanto na tensão assim como na corrente.

A corrente média resultante nos enrolamentos primários do transformador é nula, tanto com indutâncias do indutores de comutação iguais ou diferentes, isto graças à presença dos capacitores de entrada que bloqueiam a circulação de corrente contínua. Portanto, não existe problema de saturação do transformador.

• **Curvas**

Neste caso, o procedimento para obter as curvas é igual ao assumido com indutores de comutação iguais.

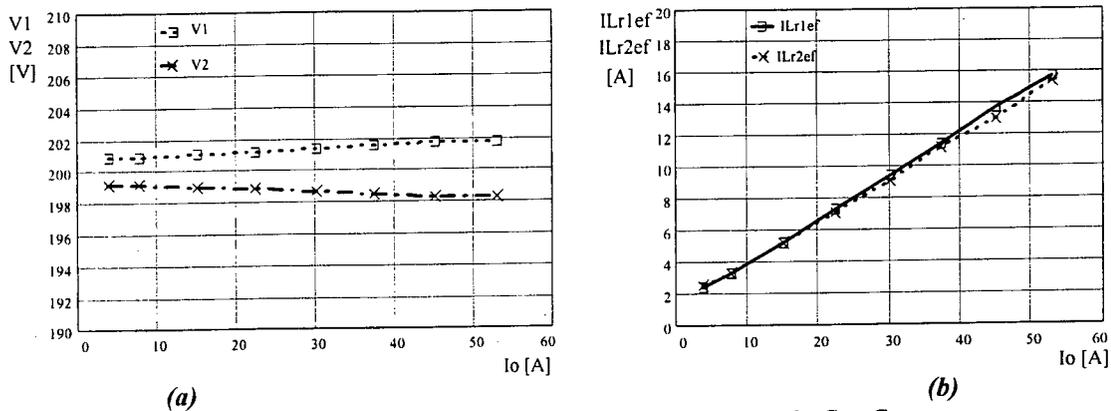


Fig. 6.28. (a) Tensão sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 ; (b) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} .

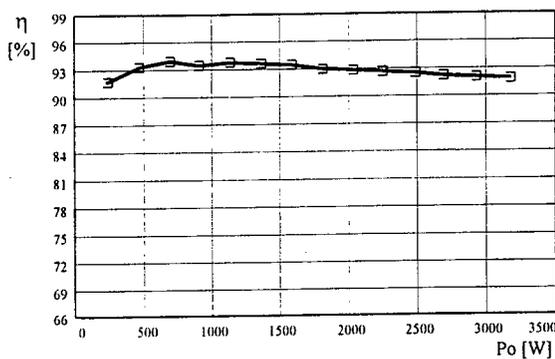


Fig. 6.29. Curva de rendimento do conversor.

Como é mostrada na Fig. 6.28.a, sobre os capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 2V, que significa 1% do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. Observando a Fig. 6.28.b, o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é desprezível. Como mostra a Fig. 6.29 o rendimento do conversor se mantém em 92%.

6.7.2. Testes Conectando as Entradas em Paralelo

A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas foram obtidas com indutâncias dos indutores de comutação acoplados de $L_{r1}=L_{r2}=7,5\mu\text{H}$ e coeficiente de acoplamento igual a $K\cong 1$.

• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

As aquisições das formas de onda para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de entrada $V_i=200\text{V}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$ e razão cíclica 0,8, são mostradas nas Figs. 6.30, 6.31 e 6.32.

No conversor com as entradas conectadas em paralelo as características de comutação suave dos interruptores foram comprometidas por causa dos desequilíbrios de corrente através dos circuitos. Como é mostrado nas seguintes figuras, o equilíbrio de correntes através dos circuitos é péssimo e as comutações são comprometidas.

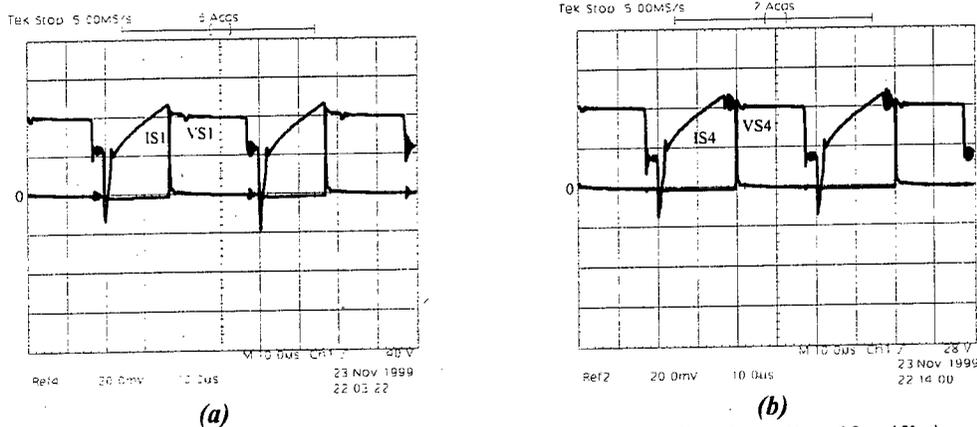


Fig. 6.30 (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor S_4 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).

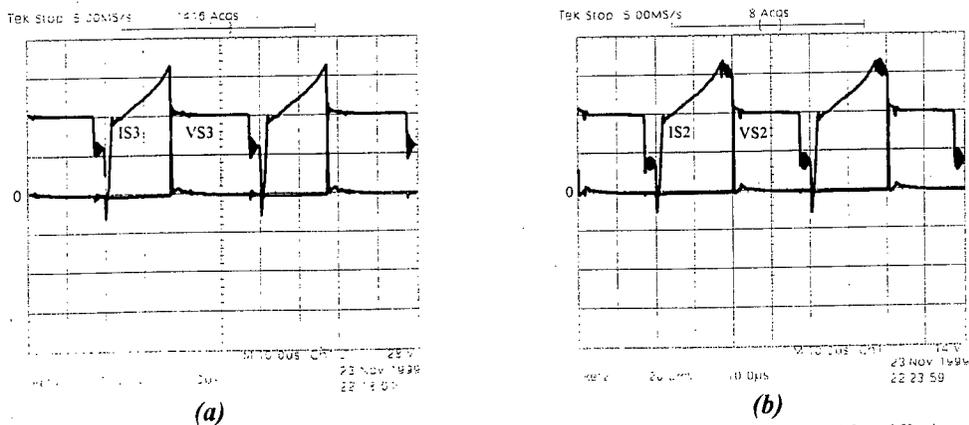


Fig. 6.31. (a) Tensão e corrente no interruptor S_3 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor S_2 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.).

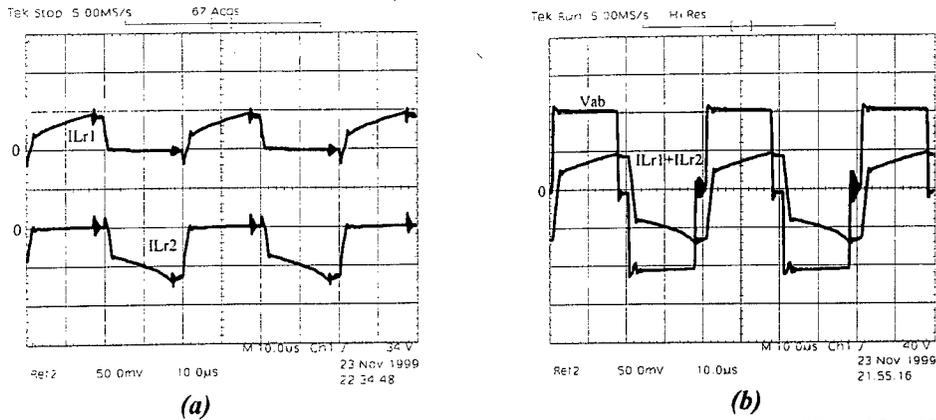


Fig. 6.32. (a) Correntes através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (25A/div.; 10us/div.); (b) Tensão V_{ab} e soma de correntes através L_{r1} e L_{r2} (100V/div.; 25A/div.; 10us/div.).

• **Curvas**

As curvas foram obtidas mantendo constantes as tensão de entrada em $V_i=200V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 6.33 e 6.34.

Como é mostrado na Fig. 6.33.a, o desequilíbrio da correntes eficazes através dos circuitos é de 2,5A, que significa 16,13% do valor teórico de 15,5A. Observando a Fig. 6.33.b, nota-se que o desequilíbrio de corrente média através dos primários do transformador é de 2A, que representa 21,05% do valor teórico de 9,5A. Portanto, esta corrente média provoca problema de saturação do transformador de alta frequência. Como mostra a Fig. 6.34, o rendimento do conversor é 91,4% em condições de plena carga.

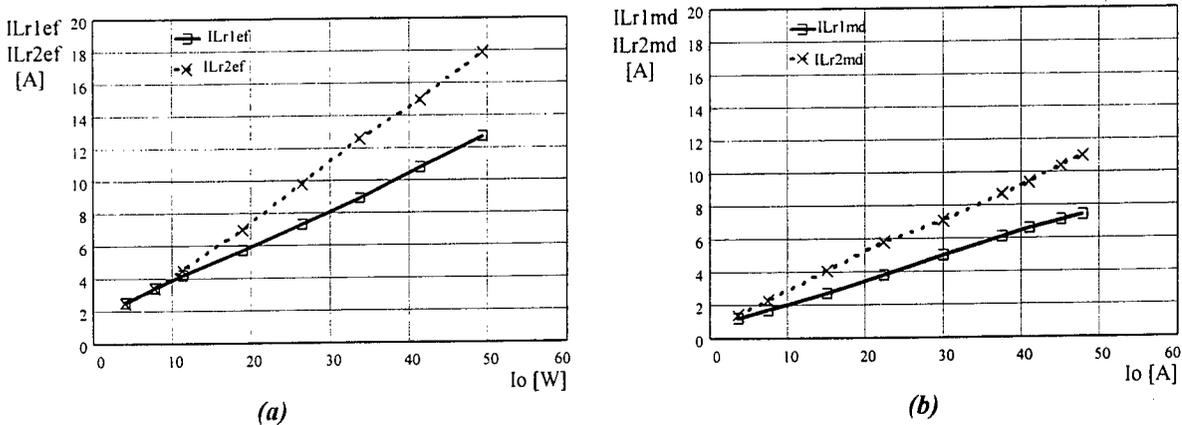


Fig. 6.33. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ; (b) Corrente média através dos primários do transformador.

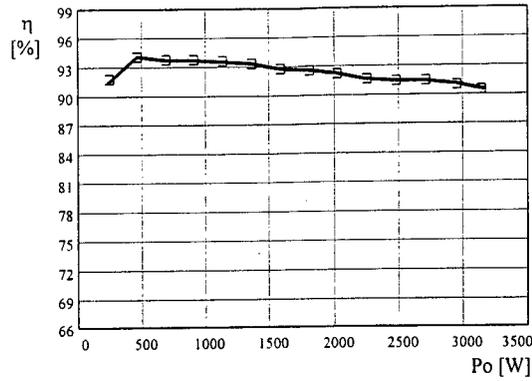


Fig. 6.34. Curva de rendimento do conversor.

B. Resultados com Indutores de Comutação Diferentes

As aquisições e medições foram feitas com indutâncias dos indutores de comutação diferentes. A indutância do indutor L_{r1} foi adicionada em série com uma indutância de $2,09\mu\text{H}$ que representa 22,47% do valor calculado. Entanto, a indutância do indutor L_{r2} foi mantida no valor calculado. Os valores das indutâncias foram: $L_{r1}=11,39\mu\text{H}$ e $L_{r2}=9,3\mu\text{H}$.

• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

Todas as formas de onda apresentadas a seguir foram obtidas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$, tensão de entrada $V_i=200\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$.

Na conexão das entradas em paralelo e com diferentes valores dos indutores de comutação, o desequilíbrio de correntes através dos circuitos é ainda maior em relação aos resultados com indutores de comutação iguais. Portanto, as características de comutação dos interruptores de potência S_2 e S_3 são comprometidas como mostram as formas de onda da Fig. 6.36.

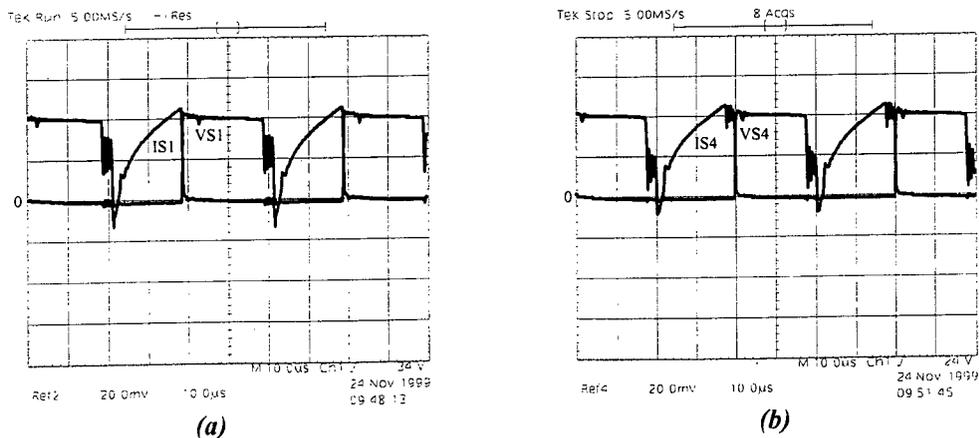
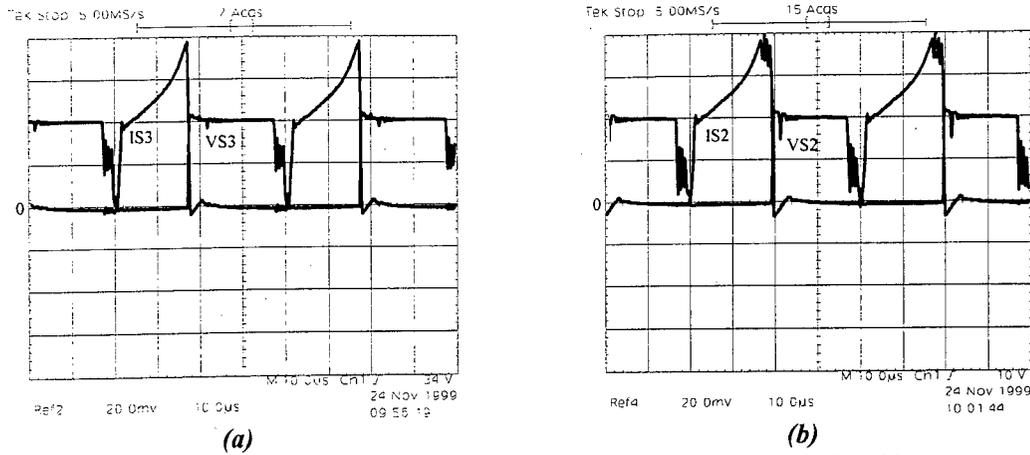


Fig. 6.35. (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 (100V/div., 10A/div., 10μs/div.); (b) Tensão e corrente no interruptor S_4 (100V/div., 10A/div., 10μs/div.).



(a) Tensão e corrente no interruptor S_3 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.);
 (b) Tensão e corrente no interruptor S_2 (100V/div., 10A/div., 10µs/div.).

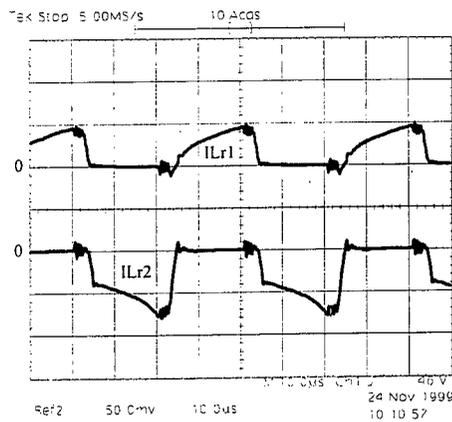
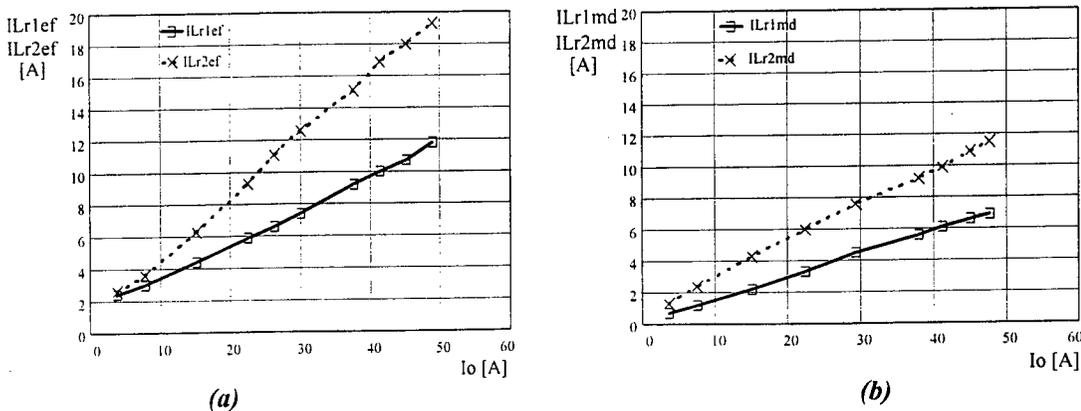


Fig. 6.37. Correntes através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (25A/div., 10µs/div.).

• Curvas

Neste caso, o procedimento para obter as curvas foi igual ao assumido com indutores de comutação iguais. Nas Fig. 6.38 e 6.39 são mostradas as curvas de equilíbrio de correntes e a curva de rendimento do conversor.



(a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} ;
 (b) Corrente média através dos primários do transformador.

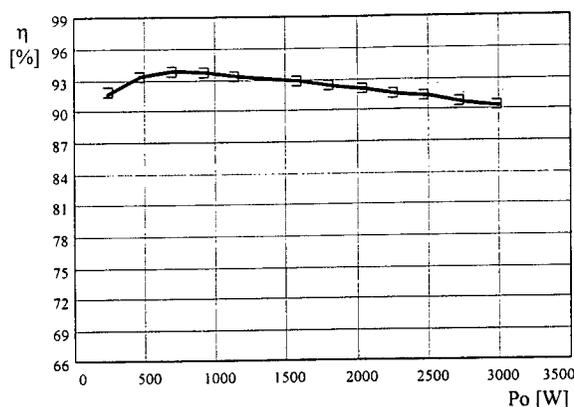


Fig. 6.39. Curva de rendimento do conversor.

Observando a Fig. 6.38.a, o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é 3,5A, que significa 22,58% do valor teórico de 15,5A. Como é mostrado na Fig. 6.38.b, o desequilíbrio de corrente média nos primários do transformador é 2,5A, que representa 26,3% do valor teórico de 9,5A. O problema de saturação do transformador de alta frequência fica mais comprometido por causa do incremento da circulação de corrente média resultante através dos enrolamentos. Como mostra a Fig. 6.39, o conversor apresenta um rendimento de 90% em plena carga.

6.8. Conclusões

Neste capítulo foi estudado um conversor CC-CC ZVS-PWM composto de dois conversores forward de dois interruptores. Ambos os conversores encontram-se acoplados por um único transformador de alta frequência e um único indutor de comutação. Para o conversor proposto foram realizadas a análise qualitativa, análise quantitativa, análise de comutação, exemplo de projeto e resultados experimentais.

No conversor com as entradas conectadas em série o desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada foi 1V com indutores de comutação iguais, e 2V com indutores de comutação diferentes. O desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos foi desprezível. Dos resultados experimentais obtidos, pode-se concluir que as variações das impedâncias dos circuitos e das larguras dos pulsos de comando dos interruptores foram absorvidas facilmente com ínfimas variações da tensão sobre os capacitores de entrada. O bom comportamento de equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada deve-se a lei de indução eletromagnética de Faraday pelo acoplamento dos elementos magnéticos.

Por outro lado, o conversor com entradas conectadas em paralelo apresenta sérios problemas de desequilíbrio de corrente através dos circuitos. Segundo os resultados

experimentais obtidos, pode-se concluir que as pequenas variações intrínsecas das impedâncias dos circuitos e das larguras dos pulsos de comando dos interruptores não são absorvidas, mesmo sendo acoplados os elementos magnéticos. Para que ocorra equilíbrio de corrente não basta o acoplamento dos elementos magnéticos mas também deve existir circulação simultânea de correntes através dos elementos magnéticos acoplados durante a transferência de potência, esta afirmação é respaldada pela lei de Ampère.

CAPÍTULO VII

CONVERTOR CC-CC ZVS-PWM DUPLO FORWARD SEM GRAMPEAMENTO ATIVO COM INDUTORES DE COMUTAÇÃO ACOPLADOS E CIRCUITOS AUXILIARES DE AJUDA À COMUTAÇÃO

7.1. Introdução

No conversor estudado no capítulo VI, não é possível garantir a comutação suave dos interruptores de potência em toda a faixa de variação da corrente de carga. Ele apresenta comutação dissipativa abaixo de uma determinada corrente de saída e comutação suave acima desta. As limitações das faixas de operação com comutação dissipativa e comutação suave dependem do valor dos capacitores de comutação em paralelo com os interruptores e a própria corrente de carga. No caso particular do conversor do capítulo anterior, a comutação dissipativa dos interruptores ocorre na faixa da corrente de saída de 0 a 10A e a comutação suave dos mesmos na faixa da corrente de saída de 10 a 50A.

Neste capítulo propõe-se estudar o conversor do capítulo anterior adicionando circuitos auxiliares de ajuda à comutação para garantir comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores desde vazio até a plena carga.

Com a adição de circuitos auxiliares de ajuda à comutação, naquela faixa de comutação dissipativa dos interruptores consegue-se comutação suave. Por outro lado, naquela faixa que já tinha comutação suave, incrementa-se a circulação de corrente reativa incrementando as perdas de condução nos interruptores. Portanto, com a adição de circuitos auxiliares de ajuda à comutação, a vantagem é que se garante comutação suave dos interruptores desde vazio até plena carga, porém a desvantagem é que são incrementadas as perdas de condução. No final do capítulo serão comparadas os rendimentos dos conversores sem e com circuitos auxiliares.

Adicionando os circuitos auxiliares de ajuda à comutação no conversor podem ser aplicadas as técnicas de modulação PWM assimétrica ou de controle por deslocamento de fase. Neste trabalho é aplicada a primeira técnica.

A topologia do conversor a ser estudada é mostrada na Fig. 7.1.a. Como o conversor é galvanicamente isolado, as entradas podem ser conectadas em série para as aplicações em elevadas tensões de barramento adicionando simplesmente capacitores de entrada como é

mostrado na Fig. 7.1.b. Neste capítulo serão apresentados estudos qualitativos e quantitativos, análise da comutação dos interruptores, metodologia com exemplo de projeto, e finalmente, resultados experimentais.

7.2. Análise Qualitativa

7.2.1. Topologia do Conversor

O conversor proposto, mostrado na Fig. 7.1.a, é composto dos seguintes componentes: fontes de tensão de entrada V_1 e V_2 ; interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 ; diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 ; indutores de comutação acoplados L_{r1} e L_{r2} ; capacitores de comutação C_{r1} , C_{r2} , C_{r3} e C_{r4} ; diodos em antiparalelo com os interruptores D_{S1} , D_{S2} , D_{S3} e D_{S4} ; transformador de alta frequência com três enrolamentos T_r ; diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} ; filtro de saída consistindo de L_{o1} , L_{o2} e C_o ; e, resistor de carga R_o . Os circuitos auxiliares de ajuda à comutação são compostos pelos indutores acoplados L_{a1} , L_{a2} , L_{a3} e L_{a4} e os capacitores C_{a1} , C_{a2} , C_{a3} e C_{a4} .

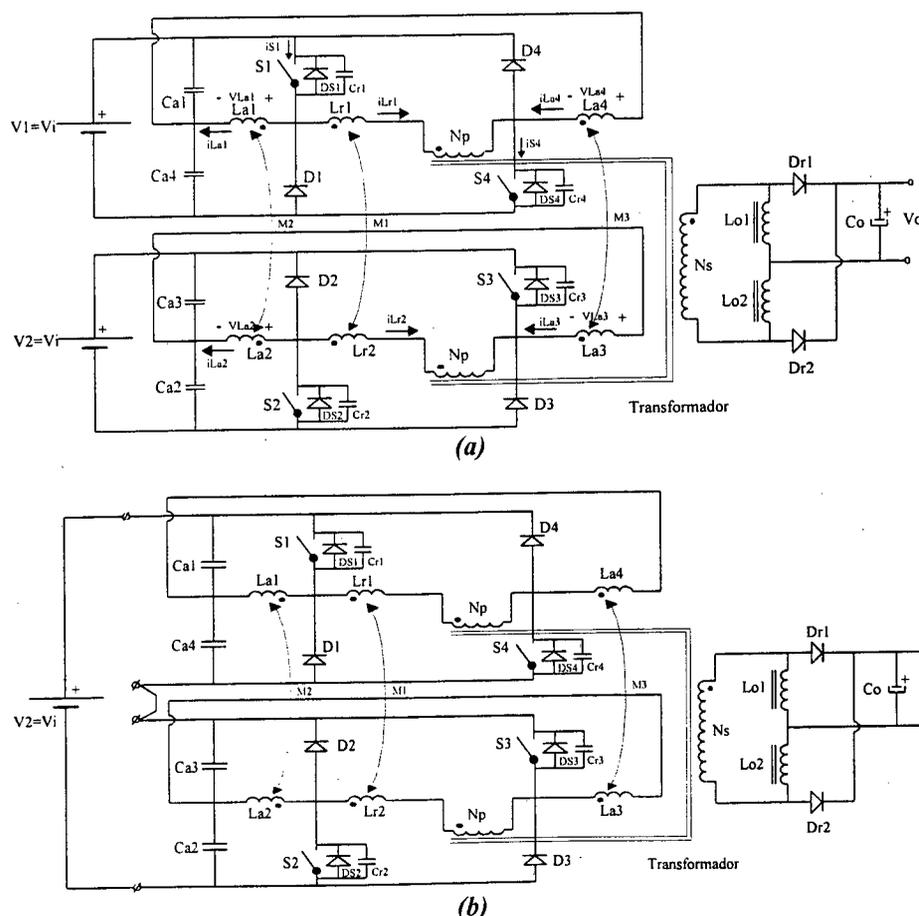


Fig. 7.1. (a) Conversor CC-CC ZVS-PWM duplo forward proposto;
 (b) Conversor proposto com as entradas conectadas em série.

7.2.2. Função dos Indutores de Comutação e Auxiliares Acoplados L_{r1} , L_{r2} , L_{a1} , L_{a2} , L_{a3} e L_{a4}

Neste conversor os indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} , assim como os indutores de ajuda à comutação L_{a1} , L_{a2} , L_{a3} e L_{a4} , tem a função de fornecer energia para carregar e descarregar os capacitores de comutação que se encontram em paralelo com os interruptores durante as comutações na entrada em condução e no bloqueio. O acoplamento dos indutores é indispensável, pois durante as comutações é necessária a transferência de energia de um indutor para o outro mediante o fenômeno de indução eletromagnética (*lei de Faraday*) [52]. A operação dos indutores é muito semelhante a operação de um transformador flyback em modo de condução descontínua durante a transferência da energia armazenada na indutância magnetizante do lado primário para o lado secundário.

O coeficiente de acoplamento dos indutores deve ser aproximadamente unitário ($K \cong 1$).

7.2.3. Estratégia de Controle

O conversor é controlado com uma modulação PWM assimétrica mostrada na Fig. 7.3. Com esta modulação todos os interruptores ativos do conversor podem operar com comutação sob tensão nula (ZVS). A modulação proposta consiste de quatro pulsos de tensão, dois pulsos defasados em 180° com larguras menores que $T_s/2$ para os interruptores S_1 e S_3 , e dois pulsos complementares aos indicados anteriormente com larguras maiores que $T_s/2$ para os interruptores S_2 e S_4 .

7.2.4. Descrição das Etapas de Operação

O conversor proposto opera em modo de condução contínua (MCC) da corrente através dos indutores do filtro de saída.

Para simplificar a análise do conversor, as considerações são iguais aos indicados para o conversor do capítulo VI.

O conversor apresenta seis etapas de operação em meio período. Os circuitos destas etapas, destacando em negrito os caminhos de circulação de corrente, são mostrados na Fig. 7.2. Na Fig. 7.3 são mostradas as principais formas de onda para um período de operação.

Primeira Etapa :(t_0, t_1) - transferência de energia.

Durante esta etapa, potência é transferida para a carga desde a fonte de entrada V_1 através dos interruptores S_1 e S_4 . No lado secundário do transformador, a corrente circula através do diodo retificador D_{r1} e indutor do filtro L_{o2} . Os interruptores S_2 e S_3 estão bloqueados e a tensão sobre eles é igual à tensão V_2 . A corrente através o indutor L_{a1} varia linearmente, pois o capacitor C_{a1} apresenta característica de fonte de tensão. Este indutor armazena energia para transferir ao indutor L_{a2} .

Segunda Etapa :(t_1, t_2) - carga linear de C_{r1} e descarga linear de C_{r2} .

No instante t_1 , o interruptor S_1 é bloqueado sob tensão nula. O capacitor C_{r1} é carregado com uma corrente constante igual à corrente de carga referida ao lado primário do transformador e a metade da corrente no indutor auxiliar L_{a1} . Devido ao acoplamento magnético, o indutor L_{a1} transfere metade da sua energia ao indutor L_{a2} e torna-se como uma fonte de corrente para descarregar o capacitor C_{r2} . Esta etapa finaliza quando as tensões sobre o capacitor C_{r1} atinge V_1 e sobre o capacitor C_{r2} atinge zero. O interruptor S_4 permanece em condução.

Terceira Etapa : (t_2, t_3) – Etapa de roda livre

No instante t_2 , o diodo D_1 é diretamente polarizado e começa conduzindo a corrente através de L_{r1} , que é igual a $nI_0/2$. Por outro lado, o indutor auxiliar L_{a1} transfere toda sua energia ao indutor auxiliar L_{a2} . Durante esta etapa, as correntes através do indutor L_{a2} decresce linearmente e através do indutor L_{a4} cresce linearmente. A corrente de carga I_0 entra em roda livre através os diodos D_{r1} e D_{r2} . Esta etapa finaliza quando o interruptor S_4 é bloqueado.

Quarta Etapa: (t_3, t_4) – carga ressonante de C_{r4} e descarga linear de C_{r3}

No instante t_3 , o interruptor S_4 é bloqueado sob tensão nula. O capacitor C_{r4} é carregado com a energia do indutor de comutação L_{r1} e com metade da energia do indutor L_{a4} . Ao mesmo tempo, o indutor L_{a4} transfere metade da sua energia ao indutor L_{a3} que começa a descarregar linearmente o capacitor C_{r3} . Durante esta etapa o indutor L_{r1} também transfere uma parte da sua energia ao indutor L_{r2} que a mesma serve para descarregar C_{r3} . A etapa finaliza quando a tensão sobre o capacitor C_{r4} atinge a tensão V_1 e a tensão sobre o capacitor C_{r3} atinge o valor nulo.

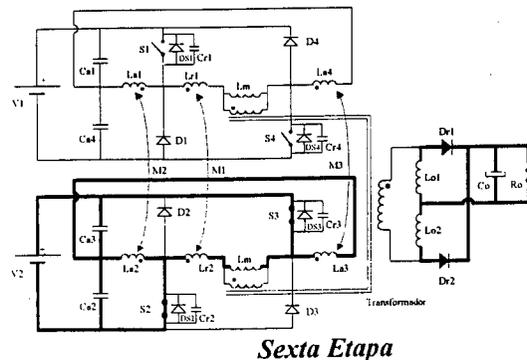
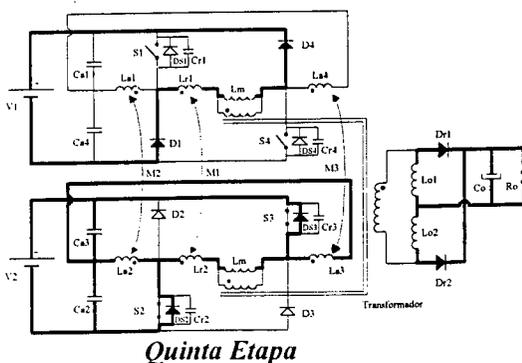
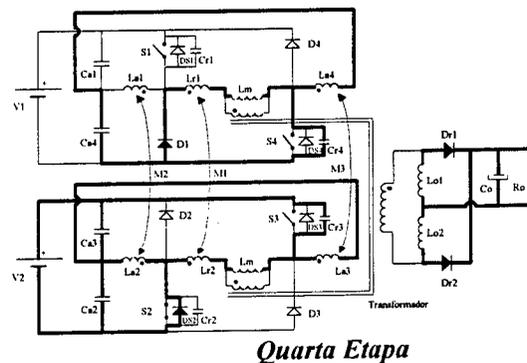
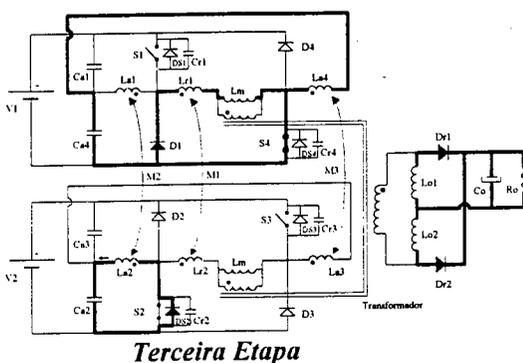
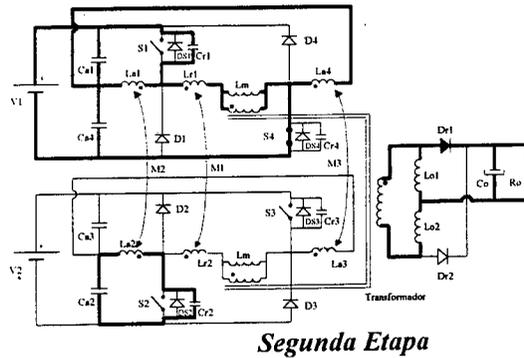
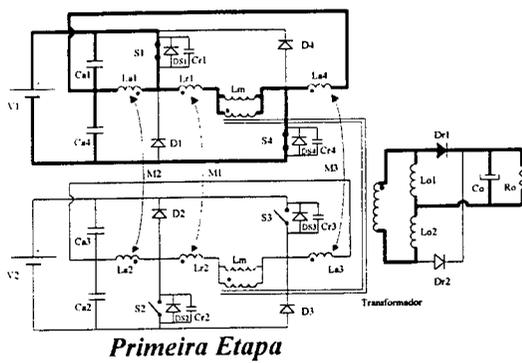
Quinta Etapa : (t_4, t_5) – etapa linear

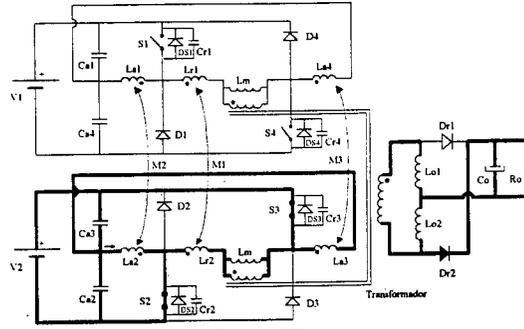
Em t_4 , os diodos D_4 e D_{S3} são polarizados diretamente e conduzem as correntes através de L_{r1} , L_{r2} e L_{a3} que decrescem linearmente. Enquanto conduzem os diodos indicados o interruptor S_3 deve ser acionado para a entrada em condução. A etapa finaliza quando as correntes através de L_{r1} e L_{r2} se anulam.

Sexta Etapa: (t_5, t_6) – etapa linear

No instante t_5 , os interruptores S_2 e S_3 começam a conduzir a corrente através de L_{r2} que começa a crescer linearmente desde zero. A etapa finaliza quando a corrente indicada alcança $nI_0/2$. Durante esta etapa ainda não existe transferência de energia desde a fonte de tensão V_2 para a carga, somente ocorre redução da razão cíclica ΔD .

A sétima etapa é similar à primeira etapa.





Sétima Etapa
Fig. 7.2. Etapas de operação do conversor.

7.2.5. Principais Formas de Onda Teóricas

Na Fig. 7.3 são apresentadas as formas de onda teóricas de tensão e corrente considerando as etapas de comutação. As formas de onda do conversor são similares à formas apresentadas para o conversor sem circuitos auxiliares de ajuda à comutação.

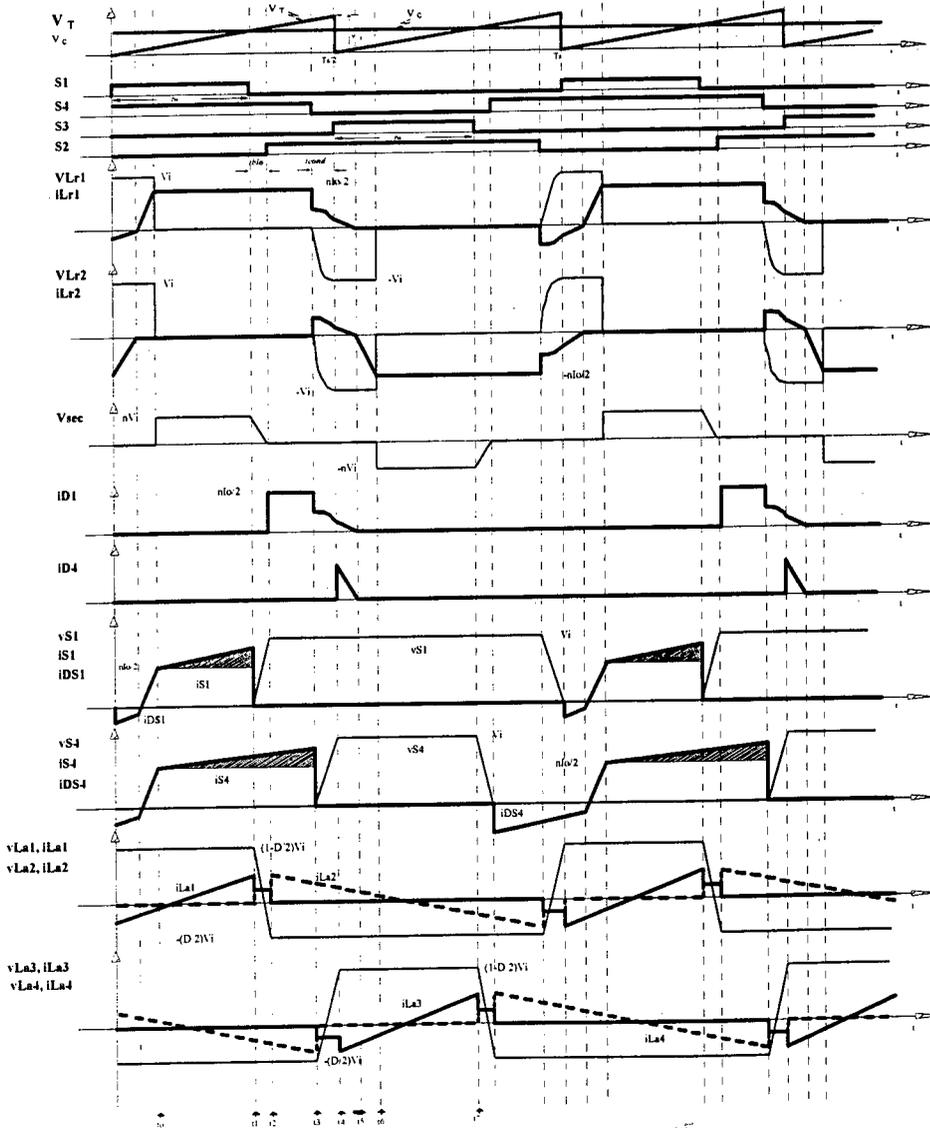


Fig. 7.3. Formas de onda considerando as comutações.

No conversor com circuitos auxiliares de ajuda à comutação, a característica externa, os esforços de tensão sobre os componentes, a relação de transformação do transformador de alta frequência, são exatamente iguais à do conversor sem circuitos auxiliares estudado no capítulo VI. Somente os esforços de corrente através dos componentes apresentam um pequeno incremento devido aos circuitos auxiliares. Para uma simplificação do cálculo dos esforços de corrente através dos componentes, podem ser utilizadas as equações do capítulo anterior. Neste item, para não redundar as informações, não são colocadas novamente as equações dos parâmetros indicados anteriormente.

7.4. Análise da Comutação

No conversor, a análise da comutação dos interruptores é realizada para a situação mais crítica que ocorre quando a corrente de carga é nula (operação em vazio). Na condição indicada os circuitos auxiliares de ajuda à comutação devem ser capazes de carregar e descarregar os capacitores de comutação em paralelo com os interruptores num determinado tempo de comutação normalmente assumido.

No conversor proposto, a comutação dos interruptores do braço esquerdo (*Segunda Etapa*) é exatamente igual à comutação dos interruptores do braço esquerdo de uma configuração em ponte completa. Portanto, o circuito equivalente para realizar a análise é apresentado na Fig. 7.4.

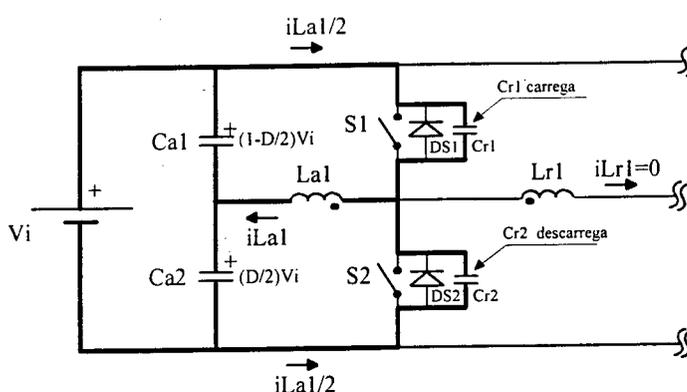


Fig. 7.4. Circuito equivalente da segunda etapa.

Durante a comutação os indutores de ajuda à comutação, comportam-se como fontes de corrente. Desta maneira, a tensão sobre os capacitores de comutação variam linearmente. A seguir é realizada análise da comutação de bloqueio do interruptor S_1 para poder determinar a capacitância do capacitor de comutação C_{r1} .

A corrente através do capacitor é definida pela Eq. (7.1).

$$i_{Cr1} = C_{r1} \cdot \frac{dv}{dt} \quad (7.1)$$

Durante a segunda etapa a corrente através do capacitor C_{r1} é constante e igual a

$$i_{Cr1} = \frac{I_{La1pico}}{2}.$$

Integrado a Eq. (7.1), obtém-se a tensão sobre o capacitor C_{r1} .

$$\int_0^{v_{Cr1}(t)} dv = \frac{1}{C_{r1}} \cdot \int_0^t \left(\frac{I_{La1pico}}{2} \right) dt \quad (7.2)$$

$$v_{Cr1}(t) = \frac{1}{C_{r1}} \cdot \frac{I_{La1pico}}{2} \cdot t \quad (7.3)$$

No instante $t=t_{blo}$ a tensão sobre o capacitor é igual a $v_{Cr1}(t_{blo}) = V_i$. Logo, substituindo na Eq. (7.3), tem-se:

$$V_i = \frac{1}{C_{r1}} \cdot \frac{I_{La1pico}}{2} \cdot t_{blo} \quad (7.4)$$

Finalmente, da Eq. (7.4), obtém-se o capacitor C_{r1} .

$$C_{r1} = \frac{I_{La1pico} \cdot t_{blo}}{2 \cdot V_i} \quad (7.5)$$

Os capacitores de comutação, em paralelo com os interruptores, todos são iguais ($C_{r1}=C_{r2}=C_{r3}=C_{r4}$). O tempo de comutação t_{blo} , deve ser menor ou igual ao tempo morto assumindo em condições críticas ($I_o=0$).

7.5. Análise dos Circuitos Auxiliares de Ajuda à Comutação

Os circuitos auxiliares de ajuda à comutação são colocados em cada braço de cada conversor para permitir a comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores desde vazio até plena carga. Observando a Fig. 7.1.a, eles estão constituídos pelos indutores acoplados L_{a1} , L_{a2} , L_{a3} e L_{a4} e, os capacitores C_{a1} , C_{a2} , C_{a3} e C_{a4} . O acoplamento dos indutores é fundamental, pois durante as comutações é necessária a transferência de energia de um indutor para o outro. Para realizar a análise são considerados os indutores acoplados L_{a1} e L_{a2} . As formas de onda de tensão e corrente sobre estes indutores, desprezando as etapas de comutação, são mostradas na Fig. 7.5.

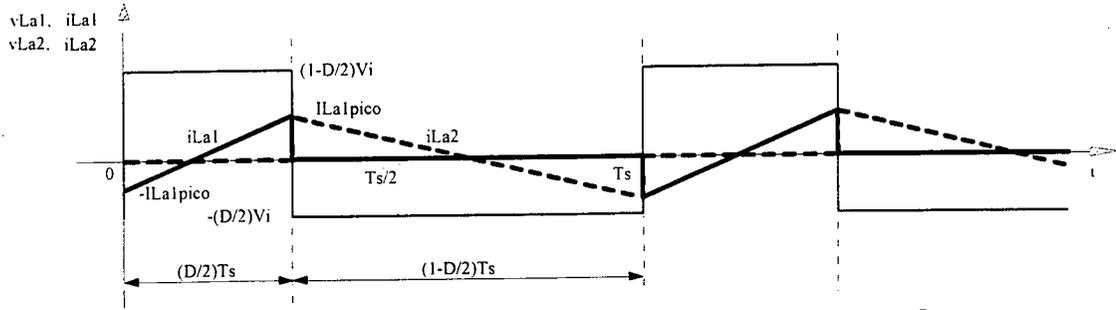


Fig. 7.5. Formas de onda de tensão e corrente nos indutores L_{a1} e L_{a2} .

7.5.1. Indutores Auxiliares

A tensão sobre o indutor L_{a1} é definida pela Eq. (7.6).

$$V_{La1} = L_{a1} \cdot \frac{di}{dt} \tag{7.6}$$

Integrando a Eq. (7.6), obtém-se a corrente através do indutor L_{a1} .

$$\int_{-I_{La1pico}}^{i_{La1}(t)} di = \frac{V_{La1}}{L_{a1}} \cdot \int_0^t dt \tag{7.7}$$

$$i_{La1}(t) = -I_{La1pico} + \frac{V_{La1}}{L_{a1}} \cdot t \tag{7.8}$$

No instante $t = \frac{D}{2} \cdot T_s$, a corrente através do indutor é igual a $i_{La1}\left(\frac{D}{2} \cdot T_s\right) = I_{La1pico}$.

Portanto, substituindo na Eq. (7.8), tem-se:

$$I_{La1pico} = -I_{La1pico} + \frac{V_{La1}}{L_{a1}} \cdot \left(\frac{D}{2} \cdot T_s\right) \tag{7.9}$$

A tensão sobre o indutor L_{a1} é igual a $V_{La1} = \left(1 - \frac{D}{2}\right) \cdot V_i$. Logo, substituindo na Eq.

(7.9) e arranjando L_{a1} , tem-se:

$$L_{a1} = \frac{D \cdot (2 - D) \cdot V_i}{8 \cdot I_{La1pico} \cdot f_s} \tag{7.10}$$

Os valores das indutâncias dos indutores são iguais ($L_{a1} = L_{a2} = L_{a3} = L_{a4}$).

As correntes eficazes através dos indutores são:

$$I_{La1ef} = I_{La3ef} = I_{La1pico} \cdot \sqrt{\frac{D}{6}} \tag{7.11}$$

$$I_{La2ef} = I_{La4ef} = I_{La1pico} \cdot \sqrt{\frac{(2 - D)}{6}} \tag{7.12}$$

7.5.2. Capacitores Auxiliares

Para determinar a capacitância dos capacitores auxiliares C_{a1} , C_{a2} , C_{a3} e C_{a4} , assume-se que a frequência de ressonância entre os capacitores e indutores do circuito auxiliar de comutação é dez vezes menor que a frequência de comutação f_s . Portanto,

$$f_{osc} = \frac{f_s}{10} \quad (7.13)$$

A frequência de oscilação é definida pela Eq. (7.14).

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{a1} \cdot C_{a1}}} \quad (7.14)$$

Substituindo a Eq. (7.14) na Eq. (7.13) e arranjando C_{a1} , tem-se:

$$C_{a1} = \frac{25}{\pi^2 \cdot L_{a1} \cdot f_s^2} \quad (7.15)$$

Os valores da capacitâncias do capacitores auxiliares podem ser tomados iguais ($C_{a1}=C_{a2}=C_{a3}=C_{a4}$).

A capacitância do capacitor de entrada e a corrente eficaz através dele, pode ser encontrada com as seguintes equações:

$$C_1 = C_2 = \frac{5 \cdot n \cdot I_o}{V_i \cdot f_s} \quad (7.16)$$

$$I_{C1ef} = I_{C2ef} = \frac{n \cdot I_o}{2} \quad (7.17)$$

7.6. Procedimento e Exemplo de Projeto

A. Especificações do Conversor

O conversor proposto apresenta as seguintes especificações:

$V_i=200V$: tensão de entrada

$V_o=60V$: tensão de saída

$P_o=3000W$: potência de saída

$I_o=50A$ corrente de saída

Para as condições de plena carga são assumidos os seguintes parâmetros: a razão cíclica de controle $D_{max}=0,8$, a redução de razão cíclica de controle $\Delta D_{max}=0,1$ e a ondulação de corrente em cada indutor do filtro $\Delta I_{Lol}=10A$.

A relação de transformação do transformador é determinada com a Eq. (6.15).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{2}{(D_{\max} - \Delta D_{\max})} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{(0,8 - 0,1)} \cdot \frac{60}{200} = 0,86$$

A frequência de operação do conversor é mantida em $f_s=25\text{kHz}$, igual ao valor assumido no capítulo anterior.

Como as formas de onda de tensão e corrente através dos componentes do conversor com circuitos auxiliares apresentam o mesmo formato que às do conversor sem circuitos auxiliares (capítulo VI), o circuito de potência do conversor proposto pode ser projetado utilizando a mesmas equações e a metodologia apresentada para o conversor no capítulo anterior.

Já que as especificações indicadas e os parâmetros assumidos são exatamente iguais às do conversor sem circuitos auxiliares, neste capítulo é aproveitado o projeto do circuito de potência do capítulo anterior. Portanto, para não apresentar informações redundantes, não é realizada novamente o projeto do circuito de potência.

Os componentes que devem ser projetados são: os circuitos auxiliares de ajuda à comutação e os capacitores de comutação.

B. Dimensionamento do Circuito Auxiliar de Ajuda à Comutação

B.1. Indutores Auxiliares

• Esforços de Corrente

Para projetar os indutores do circuito auxiliar de ajuda à comutação, assume-se que a corrente de pico através dos indutores é igual a 20% da corrente de saída referida ao lado primário do transformador. Portanto,

$$I_{La\text{pico}} = 0,2 \cdot \frac{n \cdot I_o}{2} = 0,2 \cdot \frac{0,86 \cdot 50}{2} = 4,3\text{A}$$

As correntes eficazes através dos indutores são encontradas usando as Eqs. (7.11) e (7.12). A razão cíclica de controle mínima $D_{\min}=0,7$ é encontrada da característica de saída do capítulo VI para $I_o=0\text{A}$.

$$I_{La1\text{ef}} = I_{La3\text{ef}} = 4,3 \cdot \sqrt{\frac{0,7}{6}} = 1,47\text{A}$$

$$I_{La2\text{ef}} = I_{La4\text{ef}} = 4,3 \cdot \sqrt{\frac{(2-0,7)}{6}} = 2,0\text{A}$$

• Cálculo da Indutância

As indutâncias são encontradas com a Eq. (7.10).

$$L_{a1} = L_{a2} = L_{a3} = L_{a4} = \frac{0,7 \cdot (2 - 0,7) \cdot 200}{8 \cdot 4,3 \cdot 25 \cdot 10^3} = 211,63 \mu\text{H}$$

• Cálculo do Elemento Magnético do Indutor Acoplado

Núcleo de Ferrite

O produto das áreas do núcleo é determinado com a Eq. 4.61. Os parâmetros envolvidos para o dimensionamento são: $K_w=0,5$; $J_{\max}=350\text{A/cm}^2$; $B_{\max}=0,08\text{T}$. Substituindo os valores, tem-se:

$$A_p = 2 \cdot \frac{211,63 \cdot 10^{-6} \cdot 4,3 \cdot 2,0}{0,5 \cdot 350 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 2,6 \text{cm}^4$$

Para o produto de áreas calculado e à elevação de temperatura especificada satisfaz a utilização do núcleo EE-42/15 [47]. As dimensões geométricas do núcleo são:

$$A_e=1,81 \text{ cm}^2; A_w=1,57 \text{ cm}^2; A_p=2,84 \text{ cm}^4; V_n=17,10 \text{ cm}^3; l_e=9,7 \text{ cm}$$

Número de Espiras

O número de espiras é calculado utilizando a Eq. (3.145) do capítulo III. Portanto, substituindo os valores, tem-se:

$$N_{La1} \leq \frac{211,63 \cdot 10^{-6} \cdot 4,3}{1,81 \cdot 0,08} \cdot 10^4 = 62,84 \text{ espiras}$$

Na implementação, para conseguir a indutância requerida, foi necessário somente,

$$N_{La1}=N_{La3}=55 \text{ espiras}$$

$$N_{La2}=N_{La4}=55 \text{ espiras}$$

Condutores

O número de fios em paralelo deve ser igual a:

$$nf_{La1}=nf_{La3}= 3 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

$$nf_{La2}=nf_{La4}= 5 \text{ fios de } 0,001287 \text{ cm}^2 \text{ (26AWG)}$$

Entreferro do Núcleo

O entreferro do núcleo é determinado com a Eq. (3.146) do capítulo III. Portanto, substituindo valores, tem-se:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 55^2 \cdot 1,81}{211,63 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 0,32 \text{cm}$$

$$\frac{l_g}{2} = 1,6 \text{mm}$$

B.2. Capacitores Auxiliares

• Esforços de Corrente e Tensão

As correntes através dos capacitores dos circuitos auxiliares são iguais as correntes através dos indutores dos circuitos auxiliares.

As tensões sobre os capacitores são:

$$V_{Ca1} = V_{Ca3} = \left(1 - \frac{D}{2}\right) \cdot V_i = \left(1 - \frac{0,7}{2}\right) \cdot 200 = 130,0 \text{V}$$

$$V_{Ca2} = V_{Ca4} = \left(\frac{D}{2}\right) \cdot V_i = \left(\frac{0,7}{2}\right) \cdot 200 = 70,0 \text{V}$$

• Cálculo da Capacitância

A capacitância é calculada utilizando a Eq. (7.15).

$$C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = \frac{25}{\pi^2 \cdot 211,63 \cdot 10^{-6} \cdot (25 \cdot 10^3)^2} = 19,15 \mu\text{F}$$

C. Dimensionamento dos Capacitores de Comutação C_{r1} , C_{r2} , C_{r3} , C_{r4}

• Corrente Eficaz

As correntes eficazes através dos capacitores de comutação são ínfimas, por este motivo, não são quantificadas.

• Cálculo da Capacitância

Os capacitores de comutação em paralelo com os interruptores são calculados com a Eq. (7.5). Para realizar o cálculo, a corrente de pico através dos indutores é $I_{La1\text{pico}}=4,3\text{A}$, o tempo de bloqueio é assumido igual a 1% do período de comutação ($t_{\text{blo}}=400\text{ns}$). Substituindo os valores indicados, obtém-se:

$$C_{r1} = C_{r2} = C_{r3} = C_{r4} = \frac{4,3 \cdot 400 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 200} = 4,3 \text{nF}$$

Como os semicondutores apresentam capacitâncias de saída intrínsecas, os valores destes devem ser subtraídos do valor calculado.

D. Dimensionamento dos Capacitores de Entrada C_1 e C_2

- Corrente Eficaz

A corrente eficaz através de cada capacitor de entrada é encontrada com a Eq. (7.17).

$$I_{C1ef} = \frac{n \cdot I_o}{2} = \frac{0,86 \cdot 50}{2} = 21,5A$$

- Cálculo da Capacitância

A capacitância de cada capacitor é encontrada com a Eq. (7.16). Substituindo valores, tem-se:

$$C_1 = C_2 = \frac{5 \cdot 0,86 \cdot 50}{200 \cdot 25 \cdot 10^3} = 43,0\mu F$$

7.7. Resultados Experimentais

Para validar o estudo teórico do conversor, um protótipo com as especificações indicadas no item 7.6.1, usando os componentes listados na Tabela 7.1, foi construído em laboratório. Os testes do conversor foram feitos simplesmente conectando as entradas em série segundo o esquema mostrado na Fig. 7.6 . O conversor foi controlado com o circuito de comando mostrado na Fig. 4.13 no capítulo IV. Os resultados experimentais são apresentados somente com indutâncias dos indutores de comutação iguais, pois os resultados com indutores diferentes são similares aos apresentados no capítulo VI

As formas de onda do protótipo são mostradas para as potências de saída de $P_o=3000W$ e $P_o=0W$. Também são mostradas as curvas experimentais de equilíbrio de tensões e de equilíbrio de correntes através dos circuitos.

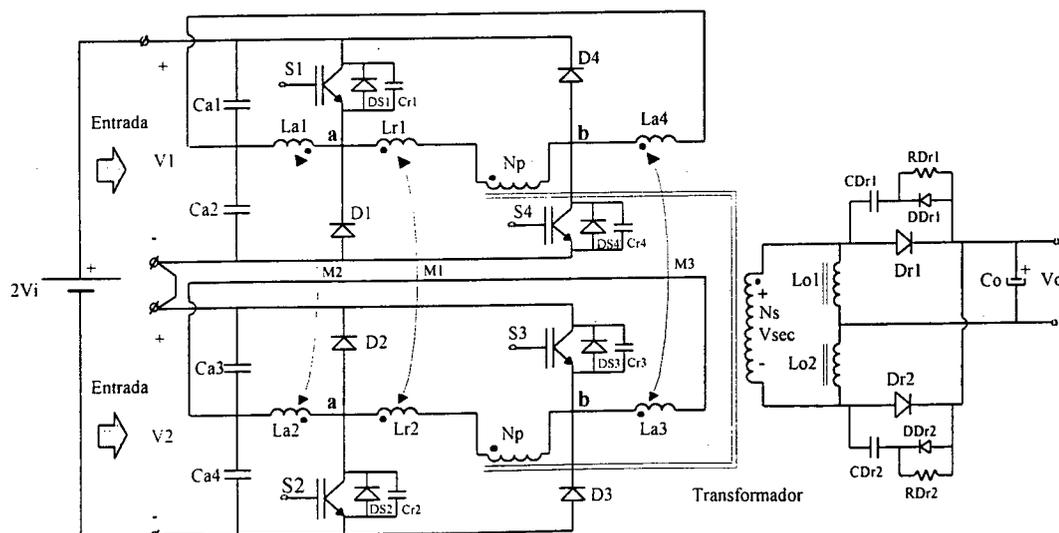


Fig. 7.6. Circuito de potência implementado com as entradas conectadas em série.

Tabela 7.1. Componentes do circuito de potência.

Nº.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄	IGBT's	IRG4PC50W	27A, 600V
2	D _{r1} , D _{r2}	Diodo Ultra-rápido	HFA50PA60C	50A, 600V
2	D ₁ , D ₃	Diodo Ultra-rápido	MUR840	8A, 400V
6	D ₂ , D ₄ , D _{S1} , D _{S2} , D _{S3} , D _{S4}	Diodo Ultra-rápido	MUR440	4A, 400V
2	D _{Dr1} , D _{Dr2}	Diodo Ultra-rápido	MUR140	1A, 400V
4	C _{a1} , C _{a2} , C _{a3} , C _{a4}	Capacitor de Polipropileno	Icotron (Siemens)	60µF, 250Vac
4	C _{r1} , C _{r2} , C _{r3} , C _{r4}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	3,9nF/630V
4	C _o	Capacitor Eletrolítico	Icotron (Siemens)	4x220uF/63V
2	C _{Dr1} , C _{Dr2}	Capacitor de Polipropileno	MKT (Philips)	470nF, 630V
2	R _{Dr1} , R _{Dr2}	Resistor		33kΩ/ 5W
3	T _r	Transformador	Núcleo EE76; IP12 Thornton	N _p =14 espiras, N _{sec} = 12 espiras
2	L _{o1} , L _{o2}	Indutor	Núcleo EE65/26; IP12 Thornton	172,0µH; lg/2=1,3mm N _{Lo1} =N _{Lo2} =26 espiras
1	L _{r1} , L _{r2}	Indutor Acoplado	Núcleo EE42/20; IP12 Thornton	7,5µH; lg/2=0,75mm N _{Lr1} =N _{Lr2} =6 espiras
2	L _{a1} , L _{a2} , L _{a3} , L _{a4}	Indutores Acoplados	Núcleo EE42/15; IP12 Thornton	211,63µH; lg/2=1,6mm N _{La1} =N _{La2} =N _{La3} =N _{La4} =55 espiras

Os capacitores dos circuitos auxiliares também comprem a função de capacitores de entrada.

7.7.1. Testes Conectando as Entradas em Série

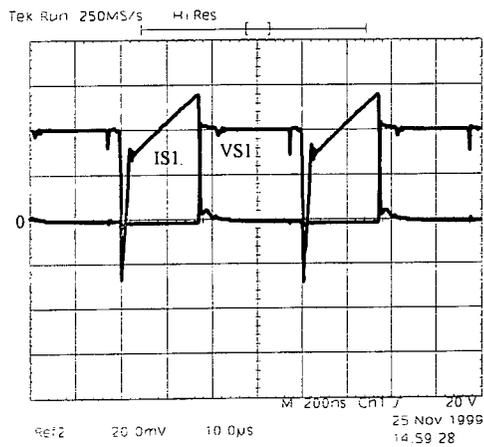
A. Resultados com Indutores de Comutação Iguais

As formas de onda assim como as curvas foram obtidas com indutâncias dos indutores de comutação acoplados de $L_{r1}=L_{r2}=L_r=7,5\mu\text{H}$ e coeficiente de acoplamento igual a $K\cong 1$.

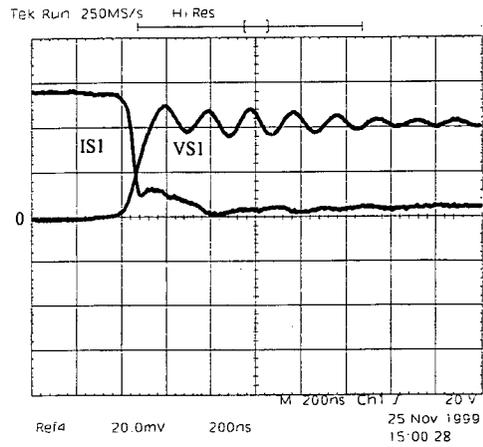
• Formas de Onda para $P_o=3000\text{W}$

As formas de onda de tensão e corrente obtidas para potência de saída $P_o=3000\text{W}$, corrente de saída $I_o=50\text{A}$, tensão de entrada $2V_i=400\text{V}$, tensão de saída $V_o=60\text{V}$ e razão cíclica $D=0,8$, são mostradas nas Figs. 7.7 a 7.13.

Nas Figs. 7.7 e 7.8 são mostradas a comutação suave, tanto na entrada em condução e bloqueio dos interruptores. Por outro lado, nas Figs. 7.9 e 7.10 são mostradas a comutação suave dos diodos de cada braço.

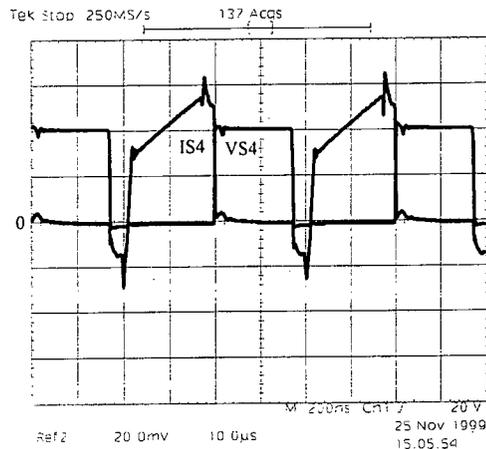


(a)

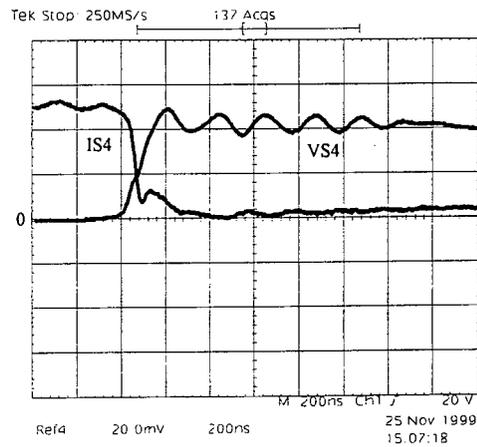


(b)

Fig. 7.7. (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_1 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

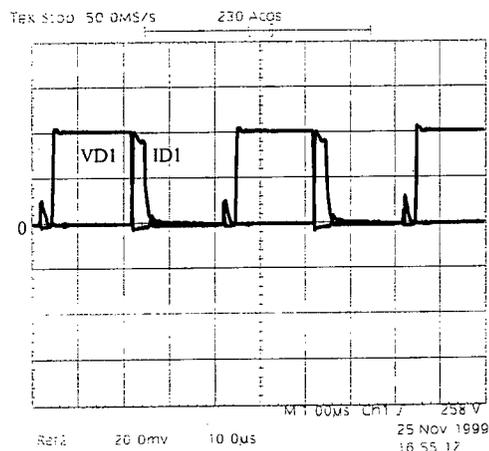


(a)

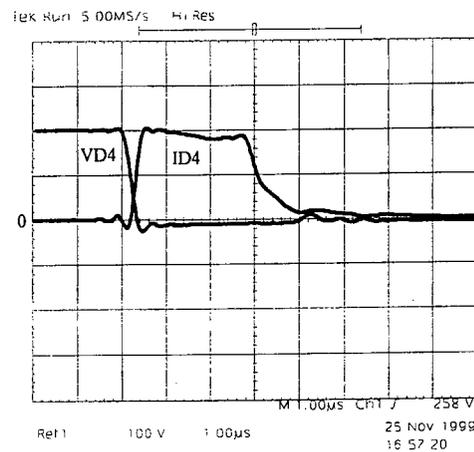


(b)

Fig. 7.8. (a) Tensão e corrente no interruptor S_4 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe do bloqueio de S_4 (100V/div.; 10A/div.; 200ns/div.).

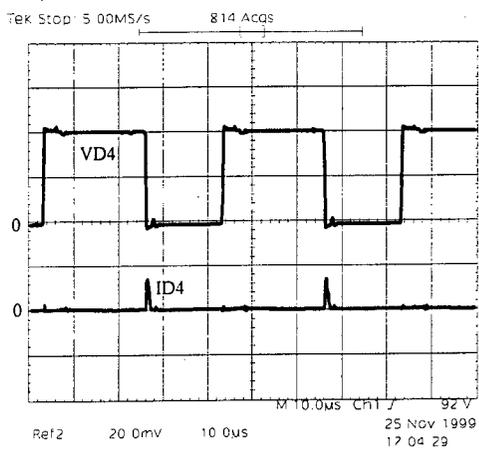


(a)

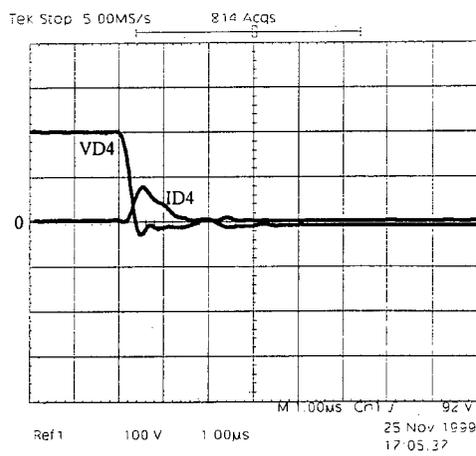


(b)

Fig. 7.9. (a) Tensão e corrente no diodo D_1 (100V/div.; 10A/div.; 10us/div.); (b) Detalhe da comutação do diodo D_1 (100V/div.; 10A/div.; 1us/div.).

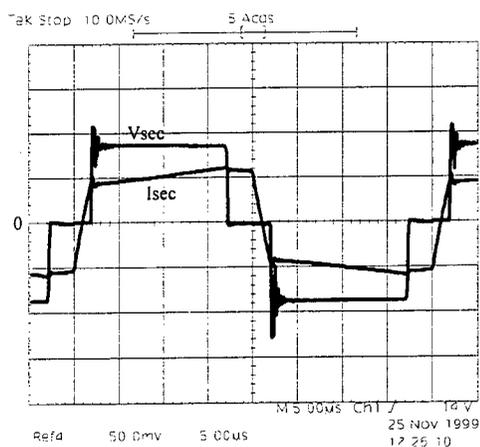


(a)

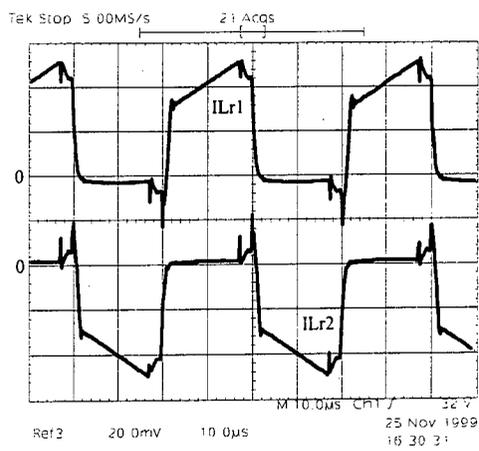


(b)

Fig. 7.10. (a) Tensão e corrente no diodo D_4 (100V/div.; 10A/div.; 10µs/div.); (b) Detalhe da comutação do diodo D_4 (100V/div.; 10A/div.; 1µs/div.).

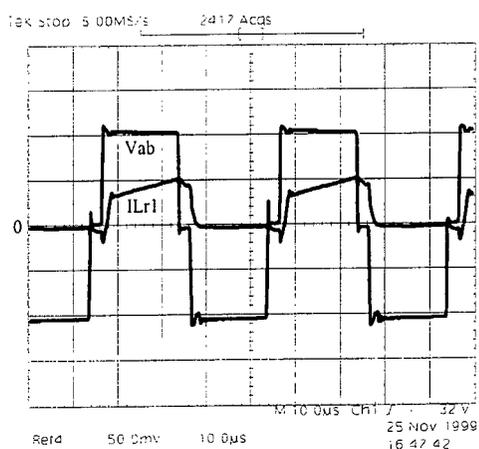


(a)

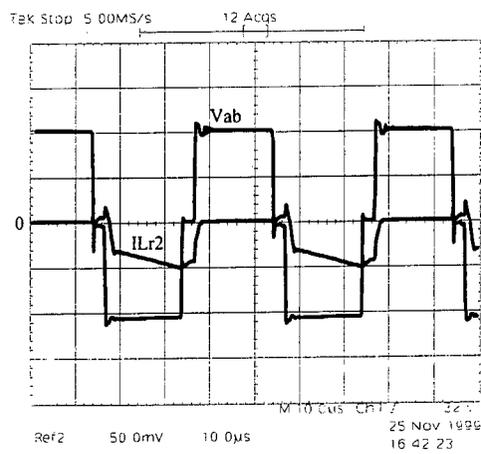


(b)

Fig. 7.11. (a) Tensão e corrente no secundário do transformador (100V/div.; 25A/div.; 5µs/div.); (b) Corrente através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} (10A/div.; 10µs/div.).



(a)



(b)

Fig. 7.12. (a) Tensão entre os pontos a-b e corrente em L_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 10µs/div.); (b) Tensão entre os pontos a-b e correntes em L_{r2} (100V/div.; 25A/div.; 10µs/div.).

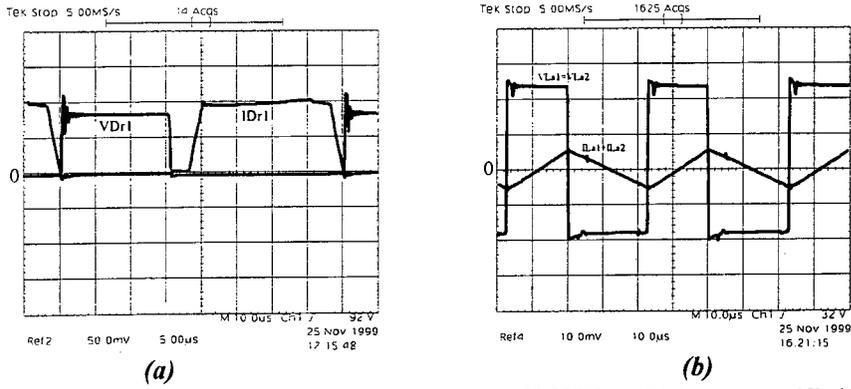


Fig. 7.13. (a) Tensão e corrente no diodo D_{r1} (100V/div.; 25A/div.; 5 μ s/div.); (b) Tensão e corrente nos indutores L_{a1} e L_{a2} (50V/div.; 10A/div.; 10 μ s/div.).

• Formas de Onda para $P_o=0W$

As formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor, obtidas para uma potência de saída $P_o=0W$, corrente de carga $I_o=0A$, tensão de entrada $2V_i=400V$, tensão de saída $V_o=60V$ e razão cíclica $D=0,65$, são mostradas nas Fig. 7.14 a 7.17. As Figs. 7.14 e 7.15 confirmam as características de comutação suave dos interruptores em vazio. As Figs. 7.16 e 7.17 mostram a tensão e corrente nos componentes dos circuitos auxiliares.

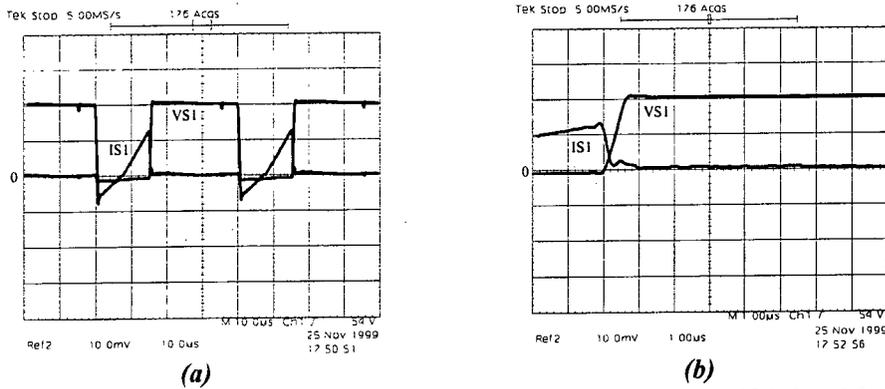


Fig. 7.14. (a) Tensão e corrente no interruptor principal S_1 (100V/div., 10A/div., 10 μ s/div.); (b) - Detalhe da comutação de bloqueio de S_1 (100V/div., 10A/div., 1 μ s/div.).

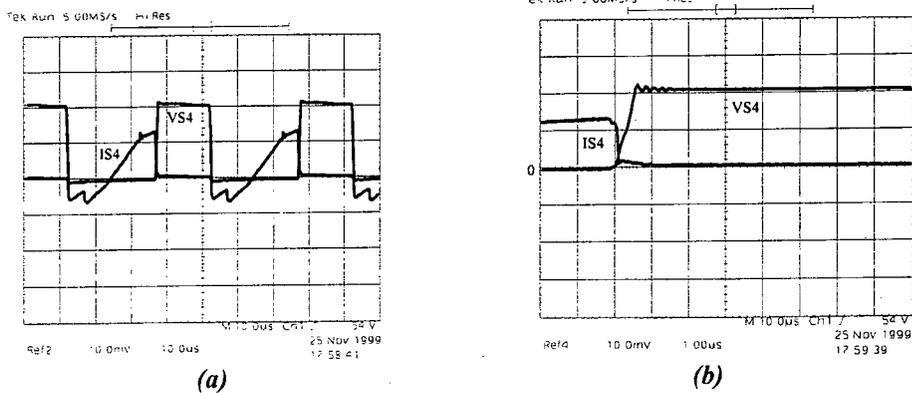
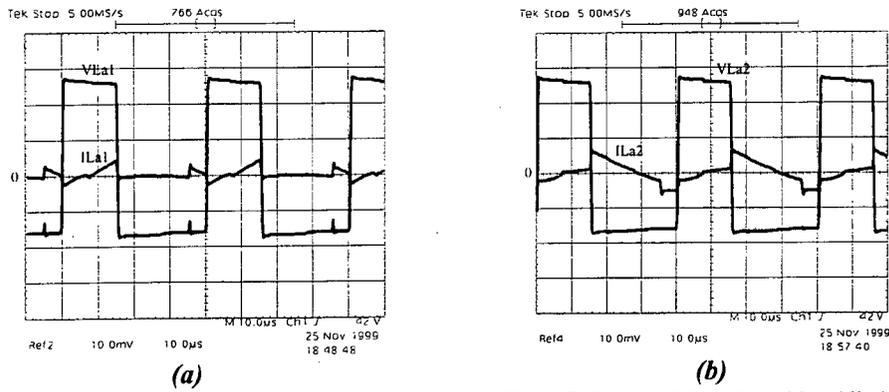


Fig. 7.15. (a) Corrente e tensão no interruptor auxiliar S_4 (100V/div., 10A/div., 10 μ s/div.); (b) - Detalhe do bloqueio de S_4 (100V/div., 10A/div., 1 μ s/div.).



**Fig. 7.16. (a) Tensão e corrente no indutor L_{a1} (50V/div.; 10A/div.; 10µs/div.)
(b) Tensão e corrente no indutor L_{a2} (50V/div.; 10A/div.; 10µs/div.).**

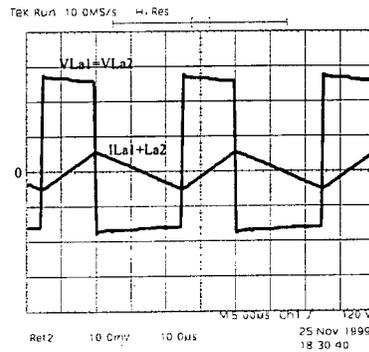
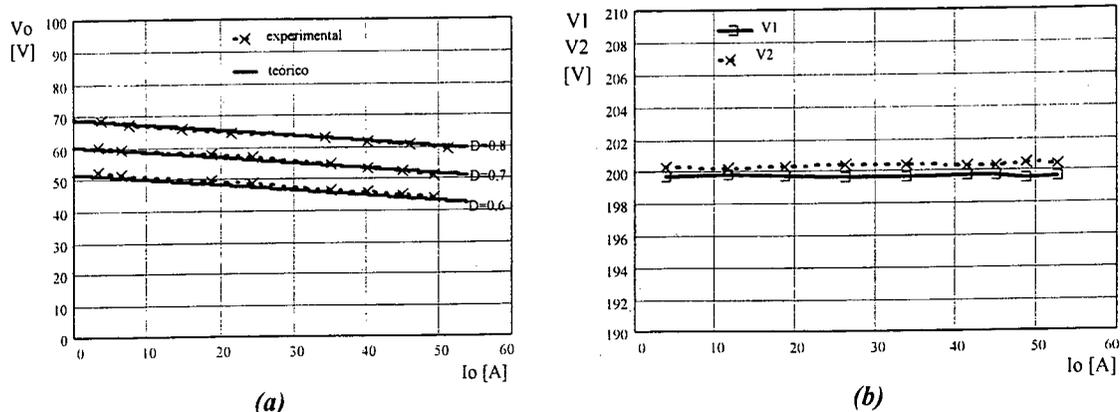


Fig. 7.17. Tensão e correntes nos indutores L_{a1} e L_{a2} (50V/div.; 10A/div.; 10µs/div.).

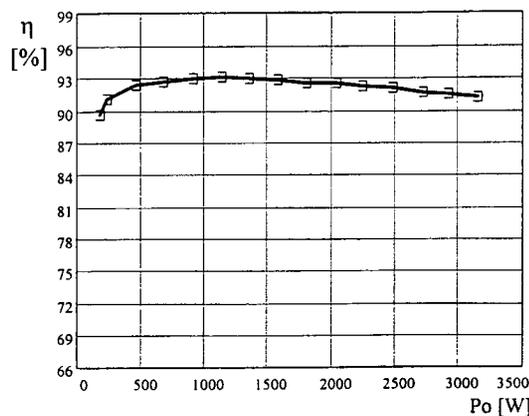
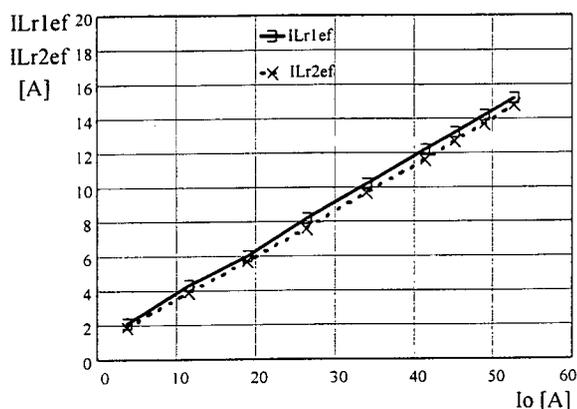
• **Curvas**

Para poder obter cada curva da característica externa foram mantidas constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a razão cíclica D . A corrente de carga I_o foi variada.

As demais curvas são obtidas mantendo constantes a tensão de entrada em $2V_i=400V$ e a tensão de saída em $V_o=60V$. A tensão de saída foi mantida constante ajustando a razão cíclica de controle D cada vez que a corrente de carga I_o foi variada. As curvas experimentais são mostradas nas Figs. 7.18 e 7.19.



**Fig. 7.18. (a) Característica de saída;
(b) Tensão V_1 e V_2 sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 .**



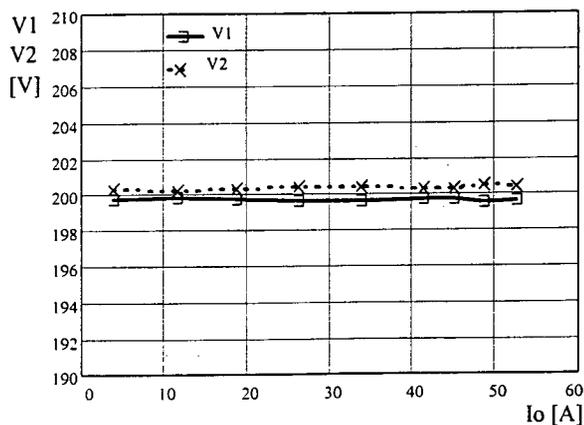
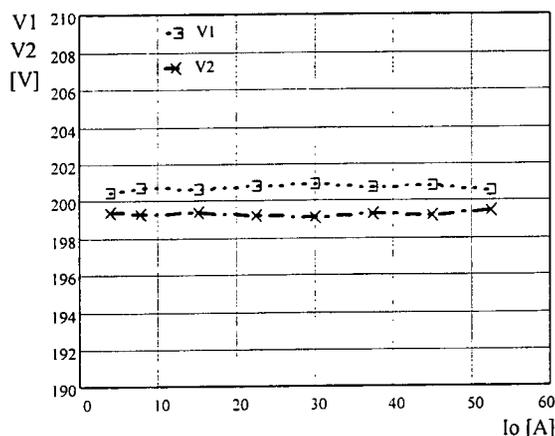
(a) (b)
 Fig. 7.19. (a) Corrente eficaz através dos indutores de comutação L_{r1} e L_{r2} .
 (b) Curva de rendimento do conversor.

Na Fig. 7.18.b observa-se que nos capacitores de entrada existe um desequilíbrio de tensão de 1V, que representa 0,5% do valor teórico de $V_1=V_2=V_i=200V$. Na Fig. 7.19.a o desequilíbrio de correntes eficazes através dos circuitos é desprezível. A Fig. 7.19.b mostra que o rendimento do conversor em plena carga é de 91,5%.

7.8. Comparação de Resultados entre os Conversores com e sem Circuitos Auxiliares

• Equilíbrio de Tensão sobre os Capacitores de Entrada

Tanto nos conversores com e sem circuitos auxiliares de ajuda à comutação, o desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada é no máximo 1V, que representa 0,5% da tensão teórica $V_i=200V$. Observando as figuras, chega-se à conclusão que com a adição dos circuitos auxiliares de ajuda à comutação ocorre uma pequena melhora do desequilíbrio devido ao acoplamento dos indutores auxiliares de comutação.



(a) (b)
 Fig. 7.20. Tensão V_1 e V_2 sobre os capacitores de entrada C_1 e C_2 :
 (a) no conversor sem circuito auxiliar de ajuda à comutação;
 (b) no conversor com circuito auxiliar de ajuda à comutação.

• Rendimentos dos Conversores

Na Fig. 7.21 observa-se que o rendimento do conversor com circuitos auxiliares de ajuda à comutação é menor em aproximadamente 0,5% em relação ao conversor sem circuitos auxiliares de ajuda à comutação. Portanto, pode-se concluir que os circuitos auxiliares provocam um incremento de perdas.

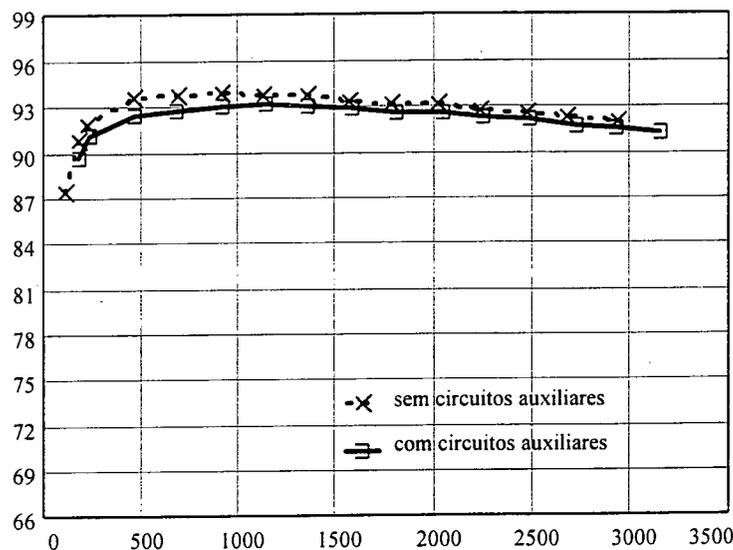


Fig. 7.21. Comparação de rendimentos do conversor com e sem circuitos auxiliares.

7.9. Conclusões

Pelo fato de o conversor do capítulo VI não apresentar comutação suave em toda a faixa de carga, neste capítulo foi adicionado circuitos auxiliares de ajuda à comutação para poder garantir a comutação sob tensão nula ZVS dos interruptores de potência desde vazio até plena carga. Este estudo é uma alternativa que pode ser útil para algumas aplicações práticas, pois as comutações dissipativas normalmente provocam ruídos e interferências eletromagnéticas. Para o conversor proposto foram realizadas a análise qualitativa, análise quantitativa, análise de comutação, exemplo de projeto e resultados experimentais.

No conversor estudado, as características de equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada e o equilíbrio de correntes eficazes foram preservadas em relação ao conversor sem circuitos auxiliares. O conversor proposto não funciona adequadamente quando as entradas são conectadas em paralelo, pois apresenta as mesmas características desfavoráveis do conversor do capítulo anterior.

Está demonstrado experimentalmente que o rendimento do conversor proposto é um pouco menor do que o rendimento do conversor sem circuitos auxiliares. Esta redução de rendimento deve-se à circulação adicional de corrente reativa através dos componentes pela presença de circuitos auxiliares.

Aplicando ao conversor as técnicas de modulação PWM assimétrica e de controle por deslocamento de fase é necessário utilizar circuitos auxiliares de ajuda à comutação, caso contrário, não seria possível conseguir comutação suave dos interruptores de potência.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram estudados conversores CC-CC isolados com características de comutação suave e modulação por largura de pulso aplicando a técnica de associação de conversores, para dividir os esforços de tensão e/ou corrente nos interruptores.

Depois de realizar uma pesquisa bibliográfica, foram geradas três famílias de conversores CC-CC isolados, associando dois conversores isolados clássicos, para reduzir os esforços de tensão e/ou corrente nos interruptores. Em cada família foram mostradas quatro possibilidades de conectar as entradas dos conversores com o objetivo de dividir esforços. Para estudar a técnica de associação de conversores, dois conversores CC-CC compostos de dois conversores forward, acoplados com um único transformador da primeira família, foram analisados teórico e experimentalmente. Os conversores estudados apresentam características de comutação sob tensão nula (*ZVS*) dos interruptores para minimizar as perdas de comutação. Também foram realizados estudos cuidadosos de problemas de desequilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada (conectando as entradas em série) e problemas de desequilíbrio de correntes através dos conversores (conectando as entradas em paralelo).

Para cada conversor foram realizados estudos qualitativo e quantitativo com a finalidade de facilitar os projetos para desenvolver os protótipos. A validação dos estudos teóricos foram feitos experimentalmente por meio de formas de onda e curvas obtidas através dos protótipos com potências de saída de 3kW.

Aplicando a técnica de associação de conversores em série ou em paralelo, é importante garantir o equilíbrio de tensão ou corrente nos interruptores em cada instante, caso contrário, pode ocorrer destruição dos mesmos. Normalmente os desequilíbrios são provocados por pequenas diferenças das impedâncias dos caminhos de circulação de corrente e das larguras dos pulsos de comando dos interruptores. Neste trabalho foram realizados estudos para que tais diferenças fossem absorvidas e os desequilíbrios minimizados. Para conseguir este objetivo é fundamental uma interação eletromagnética entre os conversores que compõem o conversor CC-CC composto.

Para provar os efeitos do acoplamento magnético, dois conversores CC-CC com forte acoplamento magnético foram estudados.

O primeiro foi estudado no capítulo 5 onde, além da utilização de um único transformador, os indutores de comutação foram acoplados magneticamente usando um único núcleo. Os resultados experimentais do conversor mostraram um melhor equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada (conectando as entradas em série) e um melhor equilíbrio de corrente através dos conversores (conectando as entradas em paralelo), em comparação ao mesmo conversor sem indutores acoplados.

Finalmente, um segundo conversor CC-CC com topologia distinta à anterior e com características de acoplamento forte foi estudado no capítulo 6. Os resultados experimentais do conversor mostraram um ótimo equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada (conectando as entradas em série) e um péssimo equilíbrio de correntes através dos conversores (conectando as entradas em paralelo).

A partir de ambos os conversores são obtidas as seguintes conclusões:

Quando os conversores são conectados em série, o simples acoplamento dos elementos magnéticos (transformadores e indutores) pela lei de indução eletromagnética de Faraday, mesmo sem a necessidade de uma circulação simultânea de corrente pelos elementos magnéticos, garante o equilíbrio de tensão sobre os capacitores de entrada. No caso de ocorrer circulação simultânea de correntes através dos elementos magnéticos acoplados, os desequilíbrios de tensão sobre os capacitores de entrada são ainda menores.

Por outro lado, quando os conversores são conectados em paralelo, para minimizar os problemas de desequilíbrio de corrente através dos conversores, são necessários o acoplamento dos elementos magnéticos envolvidos e a circulação simultânea de corrente através deles, para que exista uma interdependência entre as correntes, segundo a lei de Ampère.

A técnica de associação de conversores estudada neste trabalho, assim como outras técnicas encontradas na literatura, minimizam os problemas de desequilíbrios estático e dinâmico da associação convencional em série ou em paralelo de semicondutores. Para alcançar bons resultados, aplicando a técnica de associação de conversores, devem ser consideradas as seguintes recomendações:

- manter simetria na construção de circuitos de potência e de controle para que as impedâncias dos caminhos de circulação de corrente sejam aproximadamente iguais;
- manter aproximadamente simétricas as larguras dos pulsos de comando dos interruptores controlados;
- controlar o conversor CC-CC composto com um único circuito de controle;
- acoplar todos os elementos magnéticos dos conversores, se for possível;
- utilizar componentes com as mesmas características.

Os conversores CC-CC com aplicação da técnica de associação de conversores, segundo os resultados experimentais mostrados neste trabalho, apresentam ótimas características de desempenho em relação aos equilíbrios de tensão, corrente e rendimento em comparação aos conversores CC-CC aplicando células de comutação multiníveis apresentados na literatura. Os conversores CC-CC aplicando a técnica de associação de conversores são confiáveis e podem ser utilizados na indústria. Outras características dos conversores associados são: a versatilidade para operar em altas ou em baixas tensões, conectando-se os conversores em série ou em paralelo e podem usar as mesmas funções de transferência e as mesmas técnicas de modulação dos conversores clássicos conhecidos.

A associação de dois ou mais conversores CC-CC isolados é recomendada quando um único conversor apresenta limitações de tensão e/ou corrente dos componentes.

APÊNDICE A

APLICAÇÃO DA LEI DE FARADAY E AMPÈRE PARA TRANSFORMADORES E INDUTORES ACOPLADOS

Nos conversores CC-CC isolados com aplicação da técnica de associação de conversores, os elementos magnéticos acoplados (transformadores e indutores) exercem um papel importante na questão de equilíbrio de tensão e/ou corrente nos componentes do conversor. Para entender o comportamento dos elementos magnéticos é necessário conhecer um pouco de teoria eletromagnética. Entre as várias leis de eletromagnetismo existentes, a lei de Faraday e a lei de Ampère são as leis mais importantes para explicar os fenômenos de equilíbrio ou desequilíbrio de tensão e/ou corrente nos componentes do conversor.

Para relembrar, a seguir são descritas as duas leis indicadas. Posteriormente é realizada uma aplicação de tais leis aos transformadores e indutores acoplados utilizados neste trabalho.

A.1. Conceitos Básicos das Leis de Faraday e Ampère

Os conceitos sobre as leis de Faraday e Ampère foram obtidos de [52, 62, 63].

• Lei de Faraday

A lei de Faraday, também denominada de lei da indução eletromagnética, é definida na sua forma integral pela Eq. (a.1)

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{a.1})$$

onde,

E: campo elétrico [V/m],

B: densidade de fluxo magnético [T].

Integrando a Eq. (a.1), para o caso de um enrolamento de N espiras, submetidas a uma densidade magnética, a lei de Faraday resulta:

$$v = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{a.2})$$

onde,

v: tensão induzida [V],

N: número de espiras,

ϕ : fluxo magnético [Wb].

O fluxo magnético pode ser escrito em função da densidade magnética da seguinte maneira:

$$\phi = B \cdot A_c \quad (\text{a.3})$$

onde,

A_c : seção por onde passam as linhas de fluxo [m^2].

Segundo a lei da indução eletromagnética de Faraday, existirá uma *força eletromotriz (fem)* num circuito, sempre e quando exista uma variação do fluxo magnético em torno dele. Vale dizer, se ϕ é constante a *fem* induzida no circuito é nula.

• Lei de Ampère

A lei de Ampère é definida na sua forma integral como,

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int \vec{J} \cdot d\vec{s} = i \quad (\text{a.4})$$

onde,

H: intensidade de campo magnético [A/m],

l: comprimento do caminho magnético [m],

J: densidade de corrente [A/m^2],

i: corrente [A].

A equação (a.4) é dada para o caso de um circuito de uma espira. No caso de existir mais de uma espira deve ser considerado o número de espiras por onde circula a corrente.

Integrando a Eq. (a.4), para o caso de um enrolamento de N espiras por onde circula uma corrente i, a lei de Ampère resulta:

$$H \cdot l = N \cdot i \quad (\text{a.5})$$

A intensidade de campo magnético está relacionada com a densidade de fluxo magnético B pelas propriedades do meio ao qual estes campos pertencem.

$$B = \mu \cdot H \quad (\text{a.6})$$

onde,

μ : permeabilidade do material magnético (H/m).

A permeabilidade μ de um material magnético é definida em termos das permeabilidades do ar (μ_0) e relativa (μ_r).

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (\text{a.7})$$

onde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) e μ_r podem variar desde 1,0 para o ar a milhares de unidades para o ferro.

Aplicando as Eqs. (a.3) e (a.6) na Eq. (a.5) a lei de Ampère resulta:

$$\phi \cdot \frac{l}{\mu \cdot A_c} = \phi \cdot \mathcal{R} = N \cdot i \quad (\text{a.8})$$

onde,

\mathfrak{R} : relutância do elemento magnético [A/Wb],

$N \cdot i$: força magnetomotriz (fmm), também muitas vezes denominada de \mathfrak{F} .

De uma maneira geral a lei de Ampère é escrita como:

$$\phi \cdot \sum_{i=1}^m \frac{l_i}{\mu_i \cdot A_i} = \sum_{k=1}^n N_k \cdot i_k \quad (\text{a.9})$$

a relutância é igual a,

$$\mathfrak{R}_i = \frac{l_i}{\mu_i \cdot A_i} \quad (\text{a.10})$$

Finalmente, rescrevendo a Eq. (a.9) tem-se:

$$\phi \cdot \sum_{i=1}^m \mathfrak{R}_i = \sum_{k=1}^n N_k \cdot i_k \quad (\text{a.11})$$

A.2. Aplicação da Lei de Faraday a Transformadores e Indutores Acoplados

• Lei de Faraday para Transformadores

Neste trabalho, todos os conversores CC-CC estudados constam de um transformador com três enrolamentos, sendo dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário. Portanto, ao transformador com as características indicadas é aplicada a lei de Faraday [52].

O modelo físico de um transformador de três enrolamentos utilizado neste trabalho é mostrado na Fig. A.1.a. Para a análise considera-se o transformador ideal. Assim, os fluxos de dispersão são nulos, a permeabilidade do núcleo μ é infinita tornando a relutância igual a zero ($\mathfrak{R}_c=0$). Sendo ϕ o fluxo magnético resultante que concatena todos os enrolamentos, utilizando a Eq. (a.2) as tensões nos terminais dos enrolamentos são:

$$v_1 = N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{a.11})$$

$$v_2 = N_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{a.12})$$

$$v_3 = N_3 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{a.13})$$

Tomando o número de espiras dos enrolamentos primários iguais ($N_1=N_2$), através das Eqs. (a.11) e (a.12), chega-se a conclusão que $v_1=v_2$ em cada instante.

• Lei de Faraday para Indutores Acoplados

Nos conversores CC-CC estudados neste trabalho são utilizados dois indutores desacoplados e dois indutores acoplados. A seguir é realizada a análise para o caso de dois indutores acoplados.

O modelo físico de um indutor acoplado de dois enrolamentos é mostrado na Fig. A.1.b. Em relação ao transformador, no indutor existe adicionalmente a relutância do entreferro que permite o

armazenamento de energia. Procedendo da mesma forma que ao transformador, aos indutores acoplados também pode ser aplicada a Eq. (a.2). Portanto,

$$v_1 = N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \tag{a.14}$$

$$v_2 = N_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \tag{a.15}$$

Tomando o número de espiras dos enrolamentos iguais ($N_1=N_2$), através das Eqs. (a.14) e (a.15), chega-se a conclusão que $v_1=v_2$.

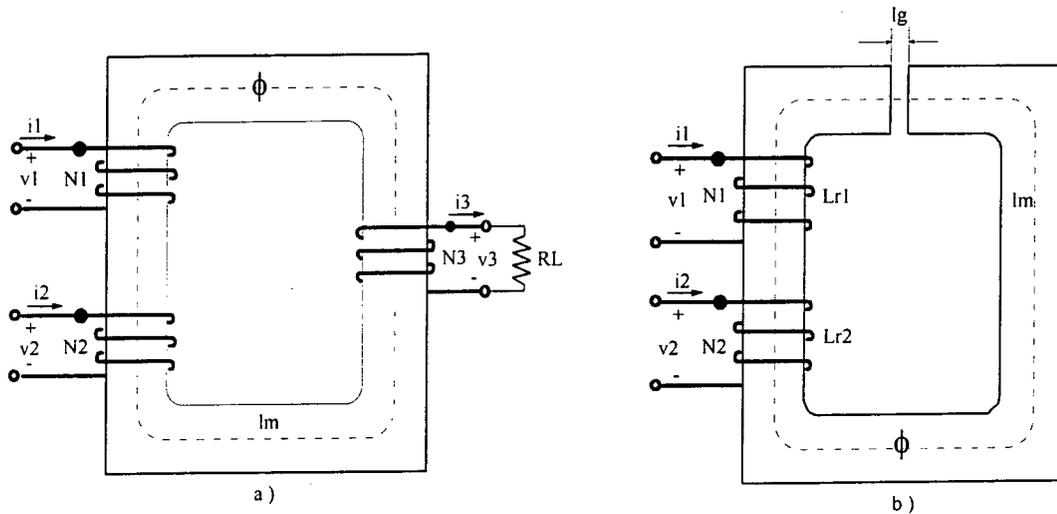


Fig. A.1. a) Modelo físico de um transformador, b) Modelo físico de indutores acoplados.

A.3. Aplicação da Lei de Ampère para Transformadores e Indutores Acoplados

• Lei de Ampère para Transformadores

Ao mesmo transformador do item anterior é aplicada lei de Ampère.

Para o modelo físico do transformador mostrado na Fig. A.1, o modelo magnético é mostrado na Fig. A.2.a. A partir da malha formada pelo modelo obtém-se a Eq. (a.16).

$$N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 - \phi \cdot \mathfrak{R}_c - N_3 \cdot i_3 = 0 \tag{a.16}$$

A relutância \mathfrak{R}_c do núcleo é definida pela Eq. (a.17).

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \tag{a.17}$$

onde,

l_m : comprimento magnético,

μ : permeabilidade do núcleo,

A_c : seção do núcleo.

Considerando um transformador ideal, como já foi indicado no item anterior, onde a permeabilidade do material magnético μ é infinita tornando a relutância do núcleo igual a zero ($\mathcal{R}_c=0$), a Eq. (a.16) resulta:

$$\boxed{N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 = N_3 \cdot i_3} \tag{a.18}$$

• Lei de Ampère para Indutores Acoplados

Ao mesmo indutor acoplado considerado no item anterior é aplicado a lei de Ampère.

A partir da malha formada do modelo magnético da Fig. A.2.b é escrita a Eq. (a.19).

$$N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 - \phi \cdot (\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g) = 0 \tag{a.19}$$

No caso dos indutores acoplados, considera-se a permeabilidade do núcleo (μ) infinita tornando sua relutância igual a zero ($\mathcal{R}_c=0$) e a permeabilidade do entreferro muito menor que do núcleo (permeabilidade do ar) tornando sua relutância diferente se zero ($\mathcal{R}_g \neq 0$). Desta maneira a Eq. (a.19) pode ser escrita como mostra a Eq. (a.20).

$$\boxed{N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2 = \phi \cdot \mathcal{R}_g} \tag{a.20}$$

A relutância do entreferro é igual a:

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_o \cdot A_c} \tag{a.21}$$

onde,

l_g : entreferro,

μ_o :permeabilidade do ar,

A_c : seção do núcleo.

Analisando a Eq. (a.20), observa-se claramente a dependência das corrente i_1 e i_2 quando pelos indutores circula corrente simultaneamente. Esta dependência das correntes favorece a distribuição e equilíbrio de corrente pelos circuitos do conversor.

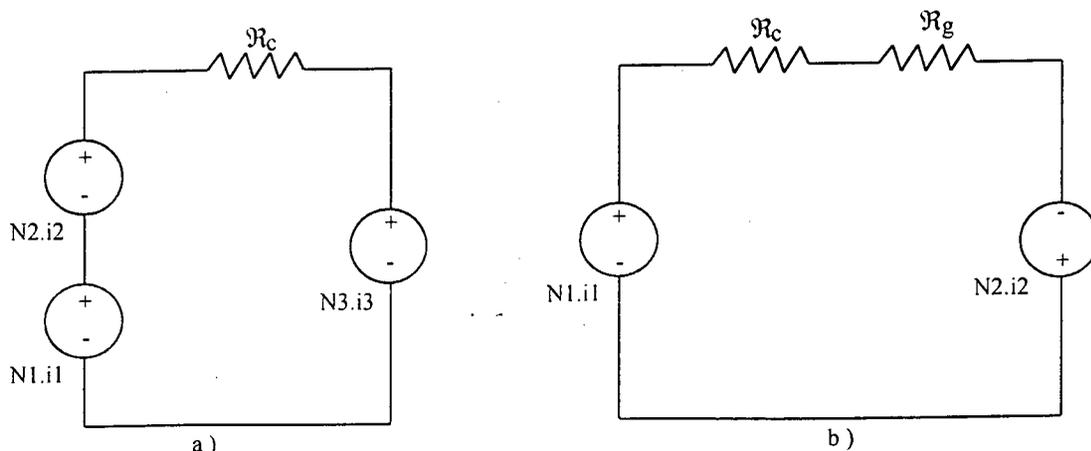


Fig. A.2. a) Modelo magnético do transformador, b) Modelo magnético do indutor.

A.3. Energia Magnética de Indutores Acoplados

Uma outra maneira de ver a dependência das correntes através dos indutores para se conseguir uma boa distribuição e um bom equilíbrio de correntes pelos circuitos, é analisando a energia magnética de dois indutores acoplados.

A energia magnética de indutores acoplados é definida pela seguinte equação [63]:

$$U_L = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n M_{ij} \cdot I_i \cdot I_j \quad (\text{a.22})$$

As indutâncias mútuas e próprias são denotadas pelas seguintes simbologias:

$M_{ij}=M_{ji}$: indutâncias mútuas,

$M_{ii}=M_{jj}=L_i=L_j$: indutâncias próprias.

$$U_L = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_1^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_2^2 + \dots + \frac{1}{2} \cdot L_n \cdot I_n^2 + M_{12} \cdot I_1 \cdot I_2 + M_{13} \cdot I_1 \cdot I_3 + \dots + M_{1n} \cdot I_1 \cdot I_n + M_{23} \cdot I_2 \cdot I_3 + \dots + M_{n-1,n} \cdot I_{n-1} \cdot I_n \quad (\text{a.23})$$

Para o caso de dois indutores acoplados, a Eq. (a.23) é reduzida a:

$$U_L = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2 + M \cdot i_1 \cdot i_2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot i_2^2 \quad (\text{a.24})$$

Analisando a Eq. (a.24) existirá uma ligação energética entre indutores sempre que existir uma circulação simultânea de corrente pelos indutores. Caso contrário, seria equivalente a ter dois indutores sem acoplamento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] GUERRA, Alberto; ANDOH, Kohji; FAMIANI, Silvestro. Ultra-fast Recovery Diodes Meet Today's Requirements for High Operation and Power Ratings in SMPS Applications. In: *International Rectifier Papers*. <http://www.irf.com>. 2000.
- [02] BALIGA, B. J. *Modern Power Devices*. , Editora John Wiley & Sons, Inc., 1987. p. 350-401.
- [03] CHEN, D. Y.; LEE, F. C.; CARPENTER, G. Nondestructive RBSOA Characterization of IGBTs and MCTs. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.10, N°3, 1995. p. 368-372.
- [04] ELASSER, A.; SCHUTTEN, M. J.; VLATKOVIC, V.; et al. Switching Losses of IGBTs Under Zero-Voltage and Zero Current Switching. In: *IAS'96 – IEEE Industry Applications Society Conference Records*, 1996. p. 600-607.
- [05] MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multilevel Conversion: High-Voltage Choppers and Voltage Source Inverters. In: *PESC'92–Power Electronics Specialists Conference Records*, 1992. p. 397-403.
- [06] VAN WESENBEECK, Marinus P. N.; KLAASSENS, J. B.; VON STOKHAUSEN, U.; et al. A Multiple-Switch High-Voltage DC-DC Converters. In: *IEEE transactions on Industrial Electronics*, Vol.44, N°6, 1997. p. 780-787.
- [07] PALMER, P. R.; GITHIARI, A. N. The Series Connections of IGBTs with Active Voltage Sharing. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.12, N°4, 1997. p. 637-644.
- [08] INTERNATIONAL RECTIFIER. Paralleling Hexfet Power MOSFETs. Application Notes AN-941. <http://www.irf.com>, 2000.
- [09] HAMZA, Y. Comparison of the Punch-Through and Non Punch-Through IGBT Structures. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.22, N°4, 1986. p. 637-644.
- [10] KELLER, Ch.; TADROS, Y. Are Parallel IGBT Modules or Parallel IGBT Inverters the Better Choice. In: *EPE'93 – European Power Electronics and Applications Conference proceedings*, Vol.5, 1993. p. 1-6.
- [11] MILLER, G.; SACK, J. A New Concept for a Non Punch Through IGBT with MOSFET Like Switching Characteristics. In: *PESC'89 – Power Electronics Specialist Conference Records*, 1990. p. 21-25.

- [12] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Clamped PWM Inverter. In: *IAS'80 – IEEE Industry Applications Annual Meeting Records*, Vol.2, 1980. p. 761-766.
- [13] CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A General Circuit Topology of Multilevel Inverter. In: *PESC'91 - Power Electronics Specialist Conference Records*, 1991. p. 96-103.
- [14] ROJAS, Roberto. *Study of PWM Controlled Multilevel Inverter Systems*. Japan, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - University of Tokushima, Japan.
- [15] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-17, No5, 1981. p. 518-523.
- [16] PINHEIRO, J. R.; BARBI, I. The Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.8, No 4, 1993. p. 486-492.
- [17] GULES, R.; BARBI, I.; SOKAL, N. O.; et al. DC/DC Converter for High Input Voltage: Four Switches with Peak voltage of $V_{in}/2$, Capacitive Turn-off Snubbing and Zero-Voltage Turn-on. In: *PESC'98 – Power Electronics Specialists Conference Records*. Vol. 1, 1998. pp.1-7.
- [18] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. A Three-Level ZVS PWM DC-to-DC Converter Using the Versatile Multilevel Commutation Cell. In: *COBEP'97 – Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 1997. p. 85-90.
- [19] DESCHAMPS, E. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Tensão de Entrada*. Florianópolis, 1999. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [20] BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. A New Technique for Parallel Connection of Commutation Cells: Analysis, Design and Experimentation. In: *PESC'95 – Power Electronics Specialists Conference Records*, 1995. p. 81-87.
- [21] BRAGA, H. A. C. *Conversores Multiníveis em Corrente*. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [22] MILLER, M.; BUFFIN, A.; CARLSSON, U. High Frequency ZVS for High Power Rectifiers. In: *INTELEC'93 - International Telecommunications Energy Conference Proceedings*, 1993. p. 424-430.
- [23] MILLER, M.; BUFFIN, A. A Versatile 48V/ 60V 100A Rectifier for All Mains Inputs. In: *INTELEC'95 – International Telecommunications Energy Conference Proceedings*, 1995. p. 466-470.

- [24] KUTKUT, N.; LUCKJIFF, H.; DIVAN, D. M. A Dual Bridge High Current DC-to-DC Converter with Soft Switching Capability. In: *IAS'97 – IEEE Industry Applications Society Conference Annual Meeting*, 1997. p. 1398-1405.
- [25] ZHANG, M. T.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. Analysis and Evaluation of Interleaving Technique in Forward Converters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.13, No.4, 1998. p.690-698.
- [26] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. An Isolated ZVS-PWM DC-to-DC Converter with Half of the Input Voltage Across the Switches. In: *PESC'99 – Power Electronics Specialists Conference Records*, 1999. p. 269-274.
- [27] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. A New DC-to-DC ZVS PWM Converter for High Input Applications. In: *PESC'98 - Power Electronics Specialists Conference Records*, 1998. p. 967-972.
- [28] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. On the Design and Experimentation of a ZVS PWM 1.5kW DC-to-DC Converter with Half of the Input Voltage Across the Switches. In: *ISIE'98 – International Symposium on Industrial Electronics Conference Records*, 1998. pp. 611-616.
- [29] DESCHAMPS, E.; BARBI, I. A Comparison among Three-Level ZVS-PWM Isolated DC-to-DC Converters. In: *IECON'98 – IEEE Industrial Electronics Conference Proceedings*, Vol.2, 1998. p. 1024-1029.
- [30] NISHIHARA, M. Power Electronics Diversity. In: *IPEC'90 – International Power Electronics Conference Proceedings*, Vol.1, 1990. p. 21-28.
- [31] VAN WYK, J. D. Present and Future Trends in Power Electronics Converters. In: *EPE'95 – European Power Electronics and Applications Conference Proceedings*, 1995. p. 0.001-0.025.
- [32] TORRICO-BASCOPE, R. P.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. 1ª Edição. Porto Alegre: Editora Sagra Luzzatto, 1997.
- [33] MARCHESONI, M. High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.7, No.1. 1992. p. 189-204.
- [34] MANJREKAR, M.; VERKATARAMANAN, G. Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters. In: *PESC'96 – Power Electronics Specialists Conference Records*, Vol.2, 1996. p. 1013-1018.

- [35] CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G. Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview. In: *ISIE'98 – International Symposium on Industrial Electronics Proceedings*, Vol. 1, 1998. p. 224-229.
- [36] BRAGA, H. A. C. Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão. In: *CBA'98 – Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, Vol.2, 1998. pp. 683-688.
- [37] SEVERNS, Rudolf P.; BLOOM, Gordon E. *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*. Editora Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1995.
- [38] PRESSMAN, Abraham I. *Switching Power Supply Design*. Editora McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [39] CARSTEN, Bruce. Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. In: *HFPC'90 – High Frequency Power Conversion Conference Proceedings*, 1990. p. 235-246.
- [40] DUARTE, C. M. C.; BARBI, I. A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters: Synthesis, Analysis, Design and Experimentation. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol.44, No.8, 1997. p. 698-704.
- [41] DUARTE, C. M. C. *Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo*. Florianópolis, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [42] IMBERSTON, P.; MOHAN, N. Asymmetrical Duty Cycle Zero Switching Losses in PWM Circuits with Noconduction Loss Penalty. In: *IAS'91 – IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1991. p. 1061-1066.
- [43] PENG, C.; HANNIGAN, M.; SEIERSEN, O. A New Efficient High Frequency Rectifier Circuit. In: *HFPC'91 – High Frequency Power Conversion Conference Proceedings*, Vol.6, 1991. p.236-243.
- [44] UNITRODE. *Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual*. 1986.
- [45] BARBI, Ivo. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Publicação Interna do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, 1990.
- [46] BATISTA, Adalberto. *Modelagem e Otimização do Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Frequência*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [47] THORNTON. Catálogo de Núcleos de Ferrite. <http://www.thornton.com.br>, 2000.

- [48] ADVANCED POWER TECHNOLOGY (APT). *Catálogo de MOSFETs*. <http://www.advancedpower.com>, 2000.
- [49] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Catálogos de Diodos, MOSFETs e IGBTs*. <http://www.irf.com>, 2000.
- [50] MWEENE, Loveday H.; WRIGHT, Chris A. A 1kW, 500kHz Frond-End Converter for Distributed Power Supply System. In: *APEC'89–Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1989. p. 423-432.
- [51] MOTOROLA. Catálogos de IGBT, Power BJT, Power MOSFET, Rectifiers, Small Signal Diodes, Small Signal Transistors, Thyristors, TVS e Zener. <http://onsemi.com/pub/prod/>, 2000.
- [52] WITULSKI, Arthur F. Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No.3, 1995. p. 349-356.
- [53] MASSERANT, Brian J.; BEANS, E. William; STUART, Thomas A. A Study of Volume versus Frequency for Soft Switching IGBT Converters. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.31, No.1, 1995. p. 280-287.
- [54] WONG, Ronald C.; OWEN, Harry A.; WILSON, Thomas G. Parametric Study of Minimum Converter Loss in an Energy-Storage DC-to-DC Converter. In: *PESC'82 – Power Electronics Specialists Conference Record*, 1982. p. 411-425.
- [55] CONTRERAS, José G. *Estudo de uma Fonte de Alimentação Trifásica, Alto Fator de Potência, Comutação Suave, com Único Estágio de Processamento de Potência*. Florianópolis, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [56] MATHCAD SOFTWARE. *User's Guide*. Math Soft, Inc. <http://www.mathsoft.com/>.
- [57] SEMIKRON. *Data Sheet*. 1999. <http://www.semikron.com.br>.
- [58] SIEMENS. *Catálogos de Capacitores Eletrolíticos*. <http://www.epcos.com/>, 2000.
- [59] CASANELLAS, F. Losses in PWM Inverters using IGBTs. In: *IEE Electronics Power Applications Proceedings*, Vol.141, No.5, 1994. p. 235-239.
- [60] SIEMENS. *Catálogo de Metalized Polypropylene Capacitors for AC Applications*. 1997.
- [61] KUTKUT, Nasser H. A New Dual-Bridge Soft Switching DC-to-DC Power Converter for High Power Applications. In: *IECON'99 – Industrial Electronics Conference Proceedings*, 1999. p. 474-479.

- [62] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. A Double ZVS-PWM Active-Clamping Forward Converter. In: *APEC'99-Applied Power Electronic Conference and Exposition*, Texas-Dallas, Vol. 1, 1999. p. 596-601.
- [63] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. A Quadruple ZVS-PWM Active Clamping Forward Converter. In: *COBEP'99 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 1999. pp. 31-36.
- [64] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. Determinação da Frequência de Operação Ótima para o Conversor CC-CC ZVS-PWM Duplo Forward com Grampeamento Ativo e Entradas Ligadas em Série. In: *CBA'2000 - Congresso Brasileiro de Automática*, 2000. p. 514-519.
- [65] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. Conversor CC-CC ZVS-PWM Duplo Forward com Grampeamento Ativo: Análise e Experimentação com as Entradas Ligadas em Série e em Paralelo. In: *CBA'2000 - Congresso Brasileiro de Automática*, 2000. p. 520-525.
- [66] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. Double ZVS-PWM Active-Clamping Forward Converter with Reduced Conduction Losses. In: *INDUSCON'2000 - IV Conferência de Aplicações Industriais*, 2000. p. 316-321.
- [67] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. Double ZVS-PWM Active-Clamping Forward Converter without Commutation Circuits. In: *INDUSCON'2000 - IV conferência de Aplicações Industriais*, 2000. p. 310-315.
- [68] TORRICO-BASCOPE, R.; BARBI, Ivo. Conversores CC-CC ZVS-PWM com Acoplamento Magnético: Estudo para a Conexão das Entradas em Série ou em Paralelo. In: *CININTEL'2000 - III Congresso de Infra-estrutura para Telecomunicações*, 2000. p.433-446.