

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS COM**

**COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA**

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA

ELÉTRICA

**JOSÉ RENES PINHEIRO**

FLORIANÓPOLIS, JULHO DE 1994.

# CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

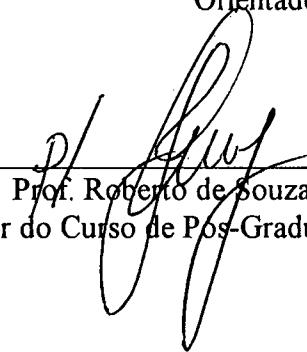
**JOSÉ RENES PINHEIRO**

ESTA TESE FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL, PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA.



---

Prof. Ivo barbi, Dr.Ing.  
Orientador



---


Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## BANCA EXAMINADORA:



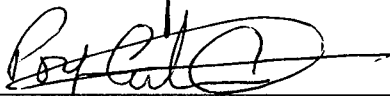
---

Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.



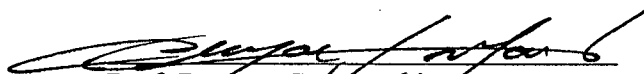
---

Prof. Philippe Vlarouge, Dr.Ing.



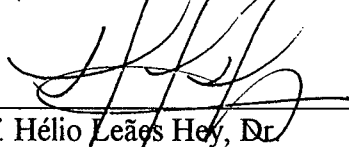
---

Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr.Ing.



---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



---

Prof. Hélio Leães Hey, Dr.

**À Deus que ilumina meu caminho**

**Ao Prof. Ivo Barbi, o grande mestre**

À minha esposa Marta

Aos meus filhos Márcio, Henri e Renes

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que, de alguma forma ou outra, contribuíram para a realização deste trabalho. Registro especiais agradecimentos:

Ao Prof. Ivo Barbi, pela oportunidade, pelos ensinamentos, pelo estímulo, pelo exemplo, pela amizade. Um grande mestre.

Aos Prof. Denizar C. Martins, Prof. Enio V. Kassick, Prof. Arnaldo J. Perin, Prof. João Carlos Fagundes e Prof. Hari B. Mohr pelas contribuições e apoio dispensados.

Aos funcionários Luís M. Coelho, Antônio Luis S. Pacheco e Adenir João da Silva e aos bolsistas Juliano A. Pacheco e Dezoti, pelo profissionalismo e pela colaboração a este trabalho.

Aos Colegas e Engenheiros do LAMEP, pelos questionamentos, pelas contribuições técnicas, pelas discussões, pelo companheirismo, pela amizade e carinho sempre presente.

Ao colega Eng. Ivan E. Colling e sua esposa Rita pela qualificada contribuição na revisão final deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, Universidade Federal de Santa Catarina e a CAPES pelo apoio financeiro.

Aos meus familiares, em especial aos meus pais Gabriel e Lija, sogro e sogra Adiator e Alides, pelo inestimável apoio, pelo estímulo e pela a fé dedicada em todos os momentos.

## RESUMO

Este trabalho apresenta várias topologias concebidas com o objetivo de obter-se fontes de alimentação em corrente contínua com alta tensão de entrada, proporcionando alta densidade de potência e baixos níveis de interferência eletromagnética e rádiofreqüência.

Inicialmente, é estudado e analisado o conversor CC-CC Três Níveis com comutação sob zero de tensão e modulado por largura de pulso. Seu grande atributo é restringir a tensão suportada pelas chaves semicondutoras à metade da tensão de entrada.

Para resolver os problemas de perda de comutação suave, quando se opera em ampla faixa de carga, foram introduzidos circuitos auxiliares de comutação no conversor Três Níveis.

São também propostos os conversores CC-CC Três Níveis Paralelo Ressonante, Série Ressonante e Série Não Ressonante, operando em freqüência fixa acima da freqüência de ressonância. Seus princípios de operação, análises teóricas, procedimentos de projeto e exemplos, juntamente com os resultados experimentais são apresentados.

Finalmente, são apresentados e discutidos os resultados experimentais dos conversores implementados em laboratório e realizada uma comparação entre as estruturas. Destaca-se, pela performance, o conversor CC-CC Três Níveis TL-ZVS-PWM com circuito auxiliar de comutação. O protótipo, operando a 100kHz, tensão de entrada de 600V, potência de saída de 1500W e corrente de saída de 25A, apresentou uma eficiência de 92% a plena carga. Além disso, apresenta comutação suave desde a vazia até plena carga.

# ABSTRACT

This work presents several topologies of high voltage DC power supplies, which provide high power density and low electromagnetic and radio-frequency interference.

The DC-DC Three-Level Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulated (TL-ZVS-PWM) converters are studied and analyzed. Their greatest attribute is that the maximum voltage across the switches is half of the input voltage.

In order to avoid the commutation problems, in wide load range operations, commutation auxiliary circuits have been inserted into the three-level converter.

Parallel, Series and Series-Non-Resonant DC-DC Three-Level converters are proposed, operating at constant frequency and above resonant frequency. Their operation principles, theoretical analysis, design proceedings and examples, as well as experimental results, are presented.

The proposed converters are implemented in laboratory and compared. The DC-DC TL-ZVS-PWM converter with CAC is distinguished due to its performance. A prototype, operating at 100kHz, 600V input voltage, 1500W output power and 25A output current. It has presented an efficiency of 92% at full-load, and commutates softly from no-load to full-load.



# SUMÁRIO

RESUMO .....	i
ABSTRACT .....	ii
SIMBOLOGIA .....	x

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - CONEXÃO SÉRIE DE SEMICONDUTORES .....	1.1
1.2 - INVERSORES TRÊS NÍVEIS .....	1.2
1.3 - TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE .....	1.5
1.4 - CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS ZVS .....	1.6
1.5 - PROPOSTA DA TESE .....	1.9

## CAPÍTULO 2

### CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM

2.1 - INTRODUÇÃO .....	2.1
2.2 - CONVERSOR CC-CC TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM .....	2.2
2.2.1 - Descrição do Circuito .....	2.2
2.2.2 - Princípio de Operação .....	2.3
2.3 - ANÁLISE TEÓRICA .....	2.8
2.3.1 - Característica de Saída .....	2.8
2.3.2 - Análise de Comutação .....	2.9
2.4 - PROCEDIMENTO DE PROJETO E EXEMPLO .....	2.10
2.4.1 - Dados de entrada .....	2.12
2.4.2 - Cálculo da Indutância de Ressonância .....	2.12
2.4.3 - Cálculo da Corrente Mínima .....	2.13
2.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$ .....	2.14
2.4.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$ .....	2.14

2.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ .....	2.15
2.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{c1}$ e $D_{c2}$ .....	2.15
2.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$ .....	2.15
2.4.9 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras .....	2.15
2.4.10 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores .....	2.16
2.4.11 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores .....	2.16
<b>2.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> .....	<b>2.16</b>
<b>2.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>2.18</b>
<b>2.7 - COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES TL-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM</b> .....	<b>2.21</b>
<b>2.8 - CONCLUSÃO</b> .....	<b>2.23</b>

## CAPÍTULO 3

### CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM COM UM CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

<b>3.1 - INTRODUÇÃO</b> .....	<b>3.1</b>
<b>3.2 - CONVERSOR TL-ZVS-PWM COM UM CAC</b> .....	<b>3.2</b>
3.2.1 - Princípio de Operação .....	3.2
3.2.2 - Análise da Comutação .....	3.10
3.2.3 - Característica de Saída .....	3.11
<b>3.3 - PROJETO EXEMPLO</b> .....	<b>3.12</b>
3.3.1 - Cálculo da Corrente Máxima $I_{op}$ de Saída no Primário .....	3.12
3.3.2 - Cálculo da Indutância de Ressonância .....	3.13
3.3.3 - Cálculo da Corrente Máxima $I_{máxL,a1}$ do Indutor Auxiliar .....	3.13
3.3.4 - Cálculo da Indutância Auxiliar de Comutação .....	3.13
3.3.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$ .....	3.14
3.3.6 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$ .....	3.14
3.3.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ .....	3.14
3.3.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{c1}$ e $D_{c2}$ .....	3.15
3.3.9 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$ .....	3.15
3.3.10 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras .....	3.15

3.3.11 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores	3.16
3.3.12 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores	3.16
<b>3.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</b>	<b>3.16</b>
3.4.1 - Resultados de Simulação	3.16
3.4.2 - Resultados Experimentais	3.19
<b>3.5 - CONCLUSÃO</b>	<b>3.22</b>

## CAPÍTULO 4

### CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM COM DOIS CIRCUITOS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO

<b>4.1 - INTRODUÇÃO</b>	<b>4.1</b>
<b>4.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO</b>	<b>4.2</b>
4.2.1 - Princípio de Operação	4.3
<b>4.3 - ESTUDO ANALÍTICO</b>	<b>4.7</b>
4.3.1 - Característica de Saída	4.7
4.3.2 - Análise da Comutação	4.8
<b>4.4 - PROJETO EXEMPLO</b>	<b>4.11</b>
4.4.1 - Corrente Máxima $I_{op}$ de Saída no Primário	4.11
4.4.2 - Indutância $L_r$ de Ressonância	4.12
4.4.3 - Corrente Máxima no Indutor Auxiliar $L_{a2}$	4.12
4.4.4 - Indutância Auxiliar $L_{a2}$ de Comutação	4.12
4.4.5 - Corrente Máxima no Indutor $L_{a1}$	4.12
4.4.6 - Indutância Auxiliar $L_{a1}$ de Comutação	4.13
<b>4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b>	<b>4.13</b>
<b>4.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>4.17</b>
<b>4.7 - CONCLUSÃO</b>	<b>4.22</b>

## CAPÍTULO 5

### CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM PARALELO RESSONANTE

<b>5.1 - INTRODUÇÃO</b>	<b>5.1</b>
<b>5.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO</b>	<b>5.2</b>

5.2.1 - Descrição do Circuito .....	5.2
5.2.2 - Princípio de Operação .....	5.3
5.2.3 - Operação no Modo Contínuo I .....	5.3
5.2.3.1 - Princípios de Funcionamento e Etapa de Operação .....	5.3
5.2.4 - Operação no Modo Contínuo II .....	5.7
5.2.4.1 - Princípios de Funcionamento e Etapas de Operação .....	5.7
5.2.5 - Operação no Modo Contínuo III .....	5.10
5.2.5.1 - Princípios de Funcionamento e Etapa de Operação .....	5.10
5.2.6 - Operação no Modo Contínuo IV .....	5.15
5.2.6.1 - Princípios de Funcionamento e Etapas de Operação .....	5.15
<b>5.3 - ESTUDO ANALÍTICO .....</b>	<b>5.18</b>
5.3.1 - Modos Topológicos .....	5.19
5.3.2 - Plano de Fase .....	5.21
5.3.2.1 - Plano de fase do Modo Contínuo I .....	5.21
5.3.2.2 - Plano de fase do Modo Contínuo II .....	5.23
5.3.2.3 - Plano de fase do Modo Contínuo III .....	5.24
5.3.2.4 - Plano de Fase do Modo Contínuo IV .....	5.25
5.3.3 - Regiões de Fronteira e de Operação .....	5.26
5.3.3.1 - Regiões de Fronteira entre os Modos I e II .....	5.27
5.3.3.2 - Região de Fronteira entre os Modos II e III .....	5.27
5.3.3.3 - Região de Fronteira entre os Modos III e IV .....	5.28
5.3.3.4. Região de Fronteira entre Modo I e Zona Proibida .....	5.28
5.3.3.5 - Região de Fronteira entre Modo II e Zona Proibida .....	5.29
5.3.4 - Característica de Saída .....	5.31
5.3.5 - Cálculo dos Principais Parâmetros do Circuito .....	5.34
5.3.5.1. -Corrente Eficaz no Indutor Ressonante .....	5.34
5.3.5.2 - Corrente Máxima no Indutor Ressonante .....	5.36
5.3.5.3 - Tensão Máxima no Capacitor Ressonante .....	5.37
5.3.5.4 - Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$ .....	5.38
5.3.5.5 - Corrente Média nos Diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ .....	5.39
5.3.5.6 - Corrente Média nos Diodos Grampeadores $D_{c1}$ e $D_{c2}$ .....	5.40

5.3.5.7 - Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$ .....	5.41
5.3.5.8 - Corrente de Bloqueio da Chave $S_{1,4}$ e $S_{2,3}$ .....	5.43
5.3.6 - Análise da Comutação .....	5.44
<b>5.4 - PROJETO-EXEMPLO</b> .....	<b>5.45</b>
5.4.1 - Frequência de Chaveamento Normalizada $\omega_{sn}$ .....	5.46
<b>5.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TL-ZVS-PWM-PR</b> .....	<b>5.50</b>
5.5.1 - Modo de Operação I .....	5.51
5.5.2 - Modo de Operação II .....	5.52
5.5.3 - Modo de Operação III .....	5.53
5.5.4 - Modo de Operação IV .....	5.54
<b>5.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>5.55</b>
<b>5.7 - CONCLUSÃO</b> .....	<b>5.59</b>

## CAPÍTULO 6

### CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM SÉRIE

#### RESSONANTE COM UM CAC

<b>6.1 - INTRODUÇÃO</b> .....	<b>6.1</b>
<b>6.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO</b> .....	<b>6.2</b>
6.2.1 - Descrição do Circuito .....	6.3
6.2.2 - Princípio de Operação .....	6.4
<b>6.3 - ESTUDO ANALÍTICO</b> .....	<b>6.13</b>
6.3.1 - Caracterização do Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante .....	6.15
6.3.2 - Cálculo dos Principais Parâmetros do Circuito .....	6.18
6.3.3 - Característica de Saída .....	6.19
6.3.4 - Análise da Comutação .....	6.24
<b>6.4 - PROJETO-EXEMPLO</b> .....	<b>6.25</b>
6.4.1 - Estudo do Conversor Série Ressonante em Relação à $\omega_{sn}$ .....	6.27
6.4.2 - Cálculo de $\tau$ .....	6.32
6.4.3 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$ .....	6.32
6.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$ .....	6.32
6.4.5 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_1$ e $D_4$ .....	6.33

6.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_2$ e $D_3$ .....	6.33
6.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{e1}$ e $D_{e2}$ .....	6.33
6.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$ .....	6.33
6.4.9 - Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor de Ressonância .....	6.34
6.4.10 - Corrente Máxima nas Chaves Semicondutoras .....	6.34
6.4.11 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras .....	6.35
6.4.12 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores .....	6.35
6.4.13 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores .....	6.35
<b>6.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERTOR TL-ZVS-PWM-SR</b> .....	<b>6.35</b>
<b>6.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>6.38</b>
<b>6.7 CONCLUSÃO</b> .....	<b>6.43</b>

## CAPÍTULO 7

### CONVERTOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM SÉRIE NÃO RESSONANTE COM UM CAC

<b>7.1 - INTRODUÇÃO</b> .....	<b>7.1</b>
<b>7.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO</b> .....	<b>7.2</b>
7.2.1 - Descrição do Circuito .....	7.2
7.2.2 - Princípio de Operação .....	7.3
7.2.2.1 - Etapas de Operação para o Modo Contínuo .....	7.4
7.2.2.2 - Etapas de Operação para o Modo Descontínuo .....	7.8
<b>7.3 - ESTUDO ANALÍTICO</b> .....	<b>7.11</b>
7.3.1 - Conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante .....	7.12
7.3.1.1 - Cálculo da Corrente Média de Saída .....	7.12
7.3.1.2 - Característica de Saída .....	7.17
7.3.2 - Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante com $\omega_{sn} = 10$ .....	7.19
7.3.3 - Estudo da Comutação .....	7.23
<b>7.4 - PROJETO-EXEMPLO</b> .....	<b>7.24</b>
7.4.1 - Projeto-Exemplo do Conversor TL-ZVS-PWM-SNR .....	7.25
7.4.2 - Projeto-Exemplo do Conversor TL-ZVS-PWM-SR, $\omega_{sn} = 10$ .....	7.25
7.4.3 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$ .....	7.27

7.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$ .....	7.27
7.4.5 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_1$ e $D_4$ .....	7.28
7.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_2$ e $D_3$ .....	7.28
7.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{c1}$ e $D_{c2}$ .....	7.28
7.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$ .....	7.28
7.4.9 - Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor de Ressonância .....	7.29
7.4.10 - Corrente Máxima nas Chaves Semicondutoras .....	7.29
7.4.11 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras .....	7.29
7.4.12 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores .....	7.29
7.4.13 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores .....	7.29
<b>7.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TL-ZVS-PWM-SNR .....</b>	<b>7.30</b>
<b>7.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>7.33</b>
<b>7.7 - CONCLUSÃO .....</b>	<b>7.37</b>

## CAPÍTULO 8

### ESTUDO COMPARATIVO DOS CONVERSORES

#### ESTUDADOS

<b>8.1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>8.1</b>
<b>8.2 - ESTUDO COMPARATIVO .....</b>	<b>8.3</b>
<b>8.3 - OUTRAS PROPOSTAS DE TOPOLOGIAS A TRÊS NÍVEIS .....</b>	<b>8.10</b>
<b>8.4 - CONCLUSÃO .....</b>	<b>8.14</b>
<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>C.1</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>Ref.1</b>
<b>APÊNDICE - CIRCUITO DE COMANDO .....</b>	<b>A.1</b>

## SIMBOLOGIA

$A_{1-3}$	área
A, B, C, D	representam as parcelas de operações
$C_{1-nts}$	capacitância em paralelo com as chaves semicondutoras
$C_{a1-2}$	capacitância do circuito auxiliar de comutação
$C_b$	capacitância de bloqueio de tensão CC
$C_f$	capacitância do filtro
$C_r$	capacitância de ressonância
$C_m$	capacitância normalizada de ressonância
$C_s$	capacitância do "snubber"
D	razão-cíclica de controle
$D_{1-n/2}$	diodo em antiparalelo com as chaves semicondutoras
$D_{c1-nts/2}$	diodo grampeador
$D_{ef}$	razão-cíclica efetiva
$D_{r1-4}$	diodo retificador
$D_s$	diodo do "snubber"
$E_{1-nts/2}$	fonte de tensão CC de entrada
$E_{Cr}$	energia máxima no capacitor ressonante
$E_{Cm}$	energia máxima normalizada no capacitor ressonante
Efic	eficiência do conversor
$E_{La}$	energia máxima no indutor auxiliar



$E_{Lr}$	energia máxima no indutor ressonante
$E_{Lrn}$	energia máxima normalizada no indutor ressonante
$E_t$	energia máxima no tanque ressonante
$E_{tn}$	energia máxima normalizada no tanque ressonante
$f_s$	freqüência de chaveamento
$I_{1-2}$	fonte de corrente de entrada
$I_{bloS1-4}$	corrente de bloqueio nas chaves semicondutoras
$i_{Cm}$	corrente normalizada no capacitor ressonante
$i_{Dc1-2}$	corrente no diodo de grampeamento
$i_{La}$	corrente no indutor auxiliar de comutação
$i_{máxLa}$	corrente máxima no indutor auxiliar de comutação
$I_{base}$	corrente de base
$i_{Lr}$	corrente no indutor ressonante
$i_{Lrn}$	corrente normalizada no indutor ressonante
$i_{máxLr}$	corrente máxima no indutor ressonante
$i_{máxLrn}$	corrente máxima normalizada no indutor ressonante
$I_{medD1-4}$	corrente média nos diodos em antiparalelo com as chaves semicondutoras
$I_{medDc}$	corrente média nos diodos grampeadores
$I_{medDr}$	corrente média nos diodos retificadores de saídas
$I_{Lr0}$	corrente no indutor ressonante para $t=t_0$
$I_{efLr}$	corrente eficaz no indutor ressonante
$I_{efLrn}$	corrente eficaz normalizada no indutor ressonante
$I_{efS1-4n}$	corrente eficaz normalizada nas chaves semicondutoras
$I_{efS1-4}$	corrente eficaz nas chaves semicondutoras

$i_{M1-4}$	corrente de dreno do MOSFET
$I_{min}$	corrente mínima de comutação
$I_o$	corrente média de saída
$I_{op}$	corrente média de saída no primário
$i_{S1-4}$	corrente na chave semicondutora
$L_{al-2}$	indutância do circuito auxiliar de comutação
$L_d$	indutância de dispersão do transformador
$L_f$	indutância do filtro
$L_r$	indutância de ressonância
$L_{rn}$	indutância normalizada de ressonância
$M_{1-4}$	MOSFET
$MT_{0-6}$	modos topológicos
$n_s$	número de chaves semicondutoras por elemento
$n_{ts}$	número total de chaves semicondutoras do conversor
$n_{tr}$	relação de transformação
$p$	corrente média normalizada de saída
$P_o$	potência de saída
$P_{condS}$	Perdas de condução nas chaves semicondutoras
$P_{condD}$	Perdas de condução nos diodos $D_{1-4}$
$P_S$	Perdas de condução nas chaves semicondutoras e nos diodos $D_{1-4}$
$P_{condDc}$	Perdas de condução nos diodos de grampeamento
$P_{condDr}$	Perdas de condução nos diodos retificadores
$P_{MOSFET}$	Perdas de condução nos MOSFET do conversor
$q$	tensão média normalizada de saída

$R_{1-3}$	raio
$R_{ds(on)}$	resistência de condução dos MOSFETs
$R_o$	resistência de carga
$R_s$	resistência do "snubber"
$t_{0-7}$	tempo
$t_c$	tempo de comutação
Tr	transformador
$T_s$	período de chaveamento
$T_{sn}$	período de chaveamento normalizado
$V_{ab}$	tensão entre os pontos "a" e "b"
$V_{C1-4}$	tensão no capacitor paralelo com a chave semicondutora
$V_{C0}$	tensão no capacitor ressonante, para $t=t_0$
$V_{C0n}$	tensão normalizada no capacitor ressonante, para $t=t_0$
$V_{Cmáx}$	tensão máxima no capacitor ressonante
$V_{Cmáxn}$	tensão máxima normalizada no capacitor ressonante
$V_{Cn}$	tensão normalizada no capacitor ressonante
$V_{Dc1-2}$	tensão anodo-catodo do diodo de grampeamento
$V_{Dr1-4}$	tensão anodo-catodo do diodo do retificador de saída
$V_o$	tensão média de saída
$V_{M1-4}$	tensão dreno-fonte
$V_{S1-S4}$	tensão na chave semicondutora
$\omega_r$	freqüência angular de ressonância
$\omega_s$	freqüência angular de chaveamento
$\omega_{sn}$	freqüência angular de chaveamento normalizada

$Z_r$	impedância característica de ressonância
$\alpha, \beta, \gamma, \delta, \phi$	ângulo que representa a evolução de uma dada seqüência de operação
$\Delta$	redução da razão-cíclica
$\Delta t$	intervalo de tempo
$\theta$	ângulo de controle
$\tau$	ângulo no qual a corrente nas chaves $S_1$ e $S_2$ é igual a zero

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO GERAL

No campo da conversão de energia de modo chaveado em alta tensão, engenheiros e especialistas defrontam-se com um sério problema: a inexistência de dispositivos semicondutores capazes de suportar a tensão desejada. Esse problema é agravado, ainda mais, no momento em que se deseja operar em altas frequências. Hoje, vários centros de pesquisa ao redor do mundo buscam alternativas topológicas de conversores estáticos, no intuito de reduzir a tensão que é aplicada a cada chave, sem contudo prejudicar a performance do conversor.

### 1.1 - CONEXÃO SÉRIE DE SEMICONDUCTORES

A conexão série [28,47,48,49] de várias chaves semicondutoras comandadas em sincronismo é a solução trivial, que teoricamente deve reproduzir o equivalente a um interruptor de alta tensão (Fig. 1.1). A princípio, qualquer topologia de conversor estático pode se utilizar desta técnica. Entretanto, devido às diferenças intrínsecas paramétricas dos dispositivos semicondutores, há dificuldade para equalizar a divisão da tensão. Para contornar este problema algumas técnicas são classicamente utilizadas: a equalização estática da tensão pode ser conseguida simplesmente pela inclusão de resistores em paralelo com os semicondutores; para

a equalização dinâmica é necessário garantir que todos os semicondutores comutem exatamente ao mesmo tempo, caso contrário, a tensão se concentrará sobre a chave semicondutora que se bloqueie primeiro ou se feche por último. Quando os dispositivos apresentam tempos de transição semelhantes, pode-se sincronizar suas comutações. Esta tarefa torna-se porém árdua quando este pressuposto não é atendido, implicando em maior complexidade do circuito de comando.

Na prática, segundo [4,28], à medida em que se aumenta o número de dispositivos em série e a frequência de chaveamento, os problemas de sincronização e  $dv/dt$  tornam-se mais acentuados.

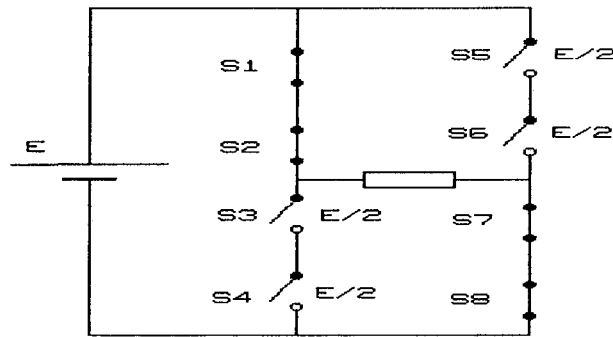
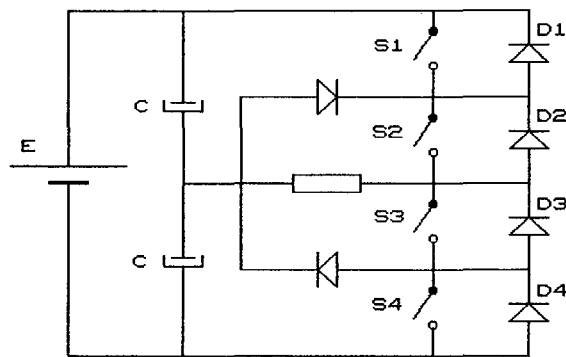


Fig. 1.1 Conversor com Chaves conectadas em Série

## 1.2 - INVERSORES TRÊS NÍVEIS

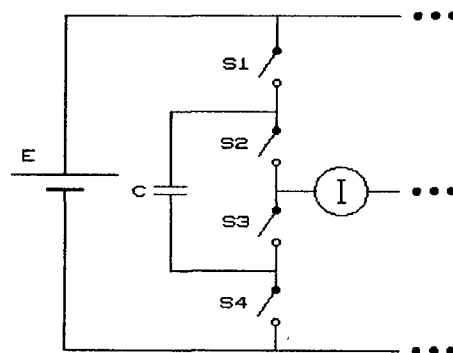
Na Fig. 1.2 é mostrado o inversor com o ponto neutro grampeado (Neutral-Point-Clamped NPC) para aplicações monofásicas, apresentado por Akagi e outros em [3]. Esta estrutura também é conhecida como inversor três níveis, devido aos três potenciais aplicáveis sobre a carga ( $E/2, 0, -E/2$ ).



*Fig. 1.2 Inversor NPC*

Algumas características são peculiares aos inversores três níveis. A primeira, pode ser expressa por duas alternativas: ou pela redução do conteúdo harmônico da forma de onda de tensão de saída, de maneira a reduzir o filtro de saída; ou pela redução da frequência média de chaveamento, de maneira a reduzir as perdas de comutação das chaves do inversor. A segunda reside na possibilidade de se conectar chaves em série, como mostra a Fig. 1.2. Finalmente, o  $dv/dt$  pode permanecer em valores toleráveis, uma vez que as comutações das chaves semicondutoras não são necessariamente simultâneas.

Uma outra alternativa é o inversor três níveis apresentado por Kumano e Maruyana em [50] e também por Foch e Meynard em [4], que está representado na Fig. 1.3. Este é designado pelos autores como célula de comutação multinível.



*Fig. 1.3 Célula de comutação multinível*

As chaves semicondutoras da estrutura devem ser comandadas aos pares ( $S_1-S_4$ ) e ( $S_2-S_3$ ) e, cada par deve sempre ser de estados complementares. A técnica de comando utilizada deve garantir que a carga líquida no capacitor seja igual a zero. Segundo os autores [4], esta topologia resolve os problemas de equalização estática e dinâmica da tensão nas chaves semicondutoras.

Os inversores três níveis apresentados anteriormente podem ser generalizados em um maior número de chaves [51,52,53], dando origem aos inversores multiníveis.

Um conversor CC-CC pode ser obtido a partir da associação de um inversor, de um retificador, filtro e carga. Os três últimos constituem o estágio de saída. Exemplos típicos são os consagrados conversores CC-CC em meia ponte ("Half-Bridge" HB) e ponte completa ("Full-Bridge" FB).

Outro exemplo é o conversor CC-CC quatro níveis apresentado em [54] por Apeldoorn e Schülting, conforme mostra a Fig. 1.4, onde a máxima tensão coletor-emissor dos IGBT's limita-se a um terço da tensão de entrada. Este conversor foi desenvolvido para ser aplicado em sistemas ferroviários, sendo 10kVA a potência máxima do inversor, tensão de entrada de 2,5kV e frequência de chaveamento de 20kHz. Para garantir distribuição simétrica de tensão sobre as chaves semicondutoras, um circuito de compensação simétrico foi incluído ao conversor.

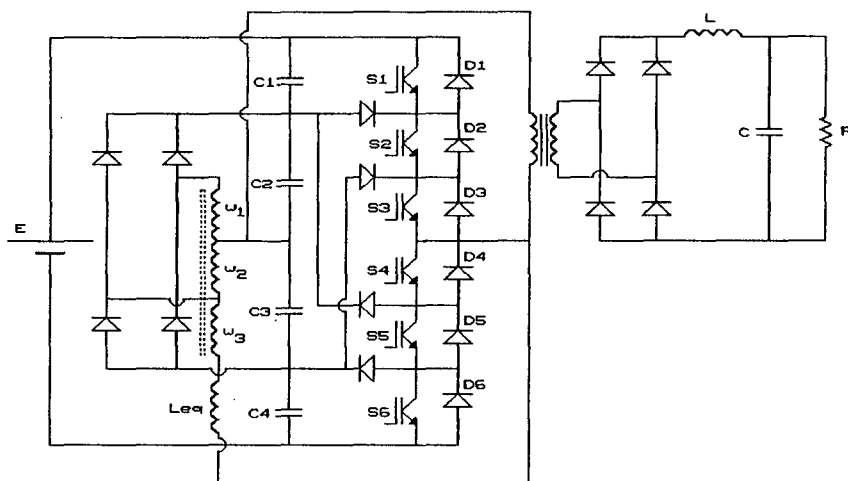


Fig. 1.4 Conversor CC-CC quatro níveis com circuito de compensação assimétrico.



### 1.3 - TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE

Dentre as principais tecnologias de conversão de energia de modo chaveado, tem-se à disposição desde os conversores PWM convencionais aos ressonantes, passando pelos quase-ressonantes, multiressonantes e mais recentemente os conversores PWM com comutação suave.

Os conversores PWM convencionais processam a energia através da interrupção do fluxo de potência por meio de chaveamentos abruptos. Esta operação resulta em correntes e tensões pulsadas, que podem impor níveis excedentes elevados de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores, resultantes da presença de elementos parasitas associados aos elementos que compõem o circuito. Portanto, esta técnica, além de aumentar os "stresses" nos dispositivos e ocasionar perdas de comutação, também eleva os níveis de ruído. Estas características inerentes ao conversor PWM representam um dos principais fatores que obstaculizam sua operação em frequências mais elevadas, no sentido de reduzir o peso e o volume e melhorar a performance do conversor.

Os conversores ressonantes que incluem os tradicionais série [68,104], paralelo ressonante [105,106], Classe-E [55], quase-ressonantes [56,57,58], multiressonantes [59], processam a potência em uma forma senoidal ou quase senoidal. Tipicamente, um conversor ressonante incorpora um certo tipo de circuito ressonante no interior de uma estrutura PWM que faz com que as formas de onda de tensão/corrente sejam senoidais, de tal forma que as chaves comutem ou em zero de tensão (ZVS) ou zero de corrente (ZCS).

As perdas de comutação dos conversores ressonantes são pequenas em comparação com as dos conversores PWM convencionais, entretanto devido à elevada energia reativa circulante do circuito, as perdas de condução são significativamente maiores.

Para operar com comutação suave, e ao mesmo tempo, preservar os méritos dos conversores PWM, várias técnicas foram propostas [1,2,14,19,37,60,61,62,63] e outras estão sendo estudadas. Como circuitos híbridos entre os conversores PWM e ressonantes, os conversores PWM com comutação suave utilizam alguma forma de ressonância parcial, de maneira a obter uma comutação "não dissipativa". Quando a comutação é concluída, o conversor opera de modo similar ao PWM convencional, de modo que a energia circulante seja a mínima possível. Assim as perdas de comutação são grandemente reduzidas com um pequeno aumento das perdas de condução.

Os melhores resultados obtidos, quando se opera em altas potências e altas frequências, são justamente aqueles onde todos os elementos parasitas (capacitância de junção dos semicondutores, capacitância e indutância de dispersão dos transformadores) que compõem o conversor estão incorporados no processo de funcionamento [15,31]. A técnica de comutação sob zero de tensão (ZVS) permite incorporar o maior número de elementos parasitas, sendo portanto a mais indicada para operar em frequência elevadas.

## **1.4 - CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS ZVS**

Primeiramente, o conversor Três Níveis ZVS Phase-Shift-PWM foi introduzido por P.C.Cortizo em [33], no qual apresentou inversores multiníveis de tensão e conversores CC-CC Três Níveis, empregando o conceito de tiristor dual como um dispositivo que garante a comutação das chaves semicondutoras em zero de tensão. O conversor CC-CC Três Níveis ZVS está representado na Fig. 1.5. Segundo Cortizo, tal conversor não opera satisfatoriamente em toda

faixa de carga. Isto ocorre quando a energia armazenada na indutância de dispersão não for suficiente para realizar a comutação entre TD2 e TD3. Para resolver este problema foram apresentadas duas soluções: a primeira, aumentar a indutância de dispersão, de tal forma que sua energia armazenada seja suficiente para assegurar a comutação; a segunda, impedir a entrada em condução dos diodos retificadores até que se finalize a comutação entre TD2 e TD3 .

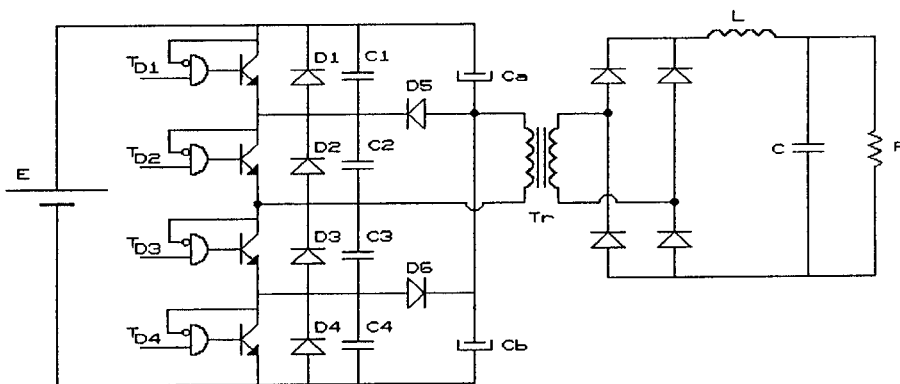


Fig. 1.5 Conversor CC-CC Três Níveis com Tiristor Dual

Na Fig. 1.6 é mostrado o conversor CC-CC com uma ponte retificadora de saída a tiristor, que permite resolver os problemas de comutação do inversor [33].

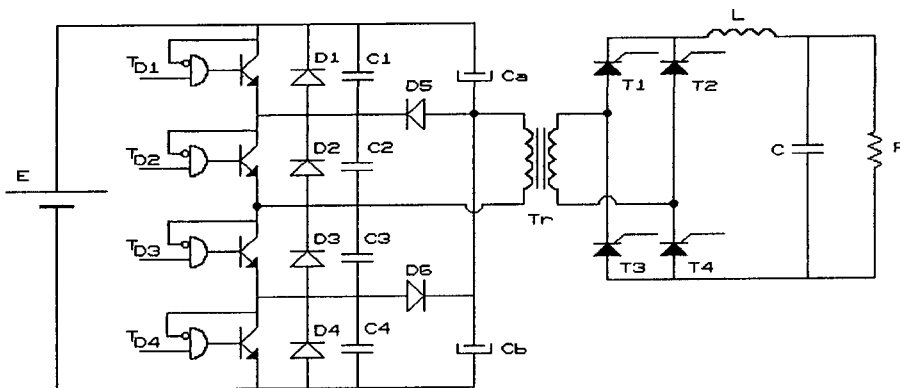


Fig. 1.6 Conversor CC-CC com retificador de saída a tiristor

O Conversor em ponte completa ("Full-Bridge" FB) ZVS-Phase-Shift-PWM [1] que foi desenvolvido por Fisher, Ngo e Kuo, é hoje o consagrado conversor CC-CC em ponte completa com comutação sob zero de tensão, conforme é mostrado na Fig. 1.7. Este também é um

conversor CC-CC Três Níveis.

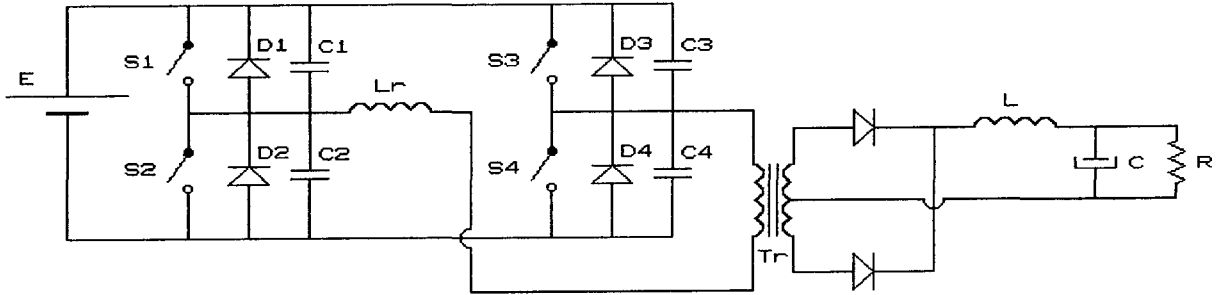


Fig. 1.7 Conversor FB-ZVS-Phase-Shift-PWM

O conversor FB-ZVS-PWM foi eleito por vários autores [2,25,37,64,66], como sendo uma das melhores opções para aplicações em alta potência e alta frequência. Para poder operar desde a vazio até plena carga, sem perder a característica de comutação sob zero de tensão, foram introduzidos circuitos auxiliares de comutação [37] e, em outros trabalhos, elementos não lineares [65,67]. Na Fig. 1.8 está representado o conversor FB-ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação (CAC)

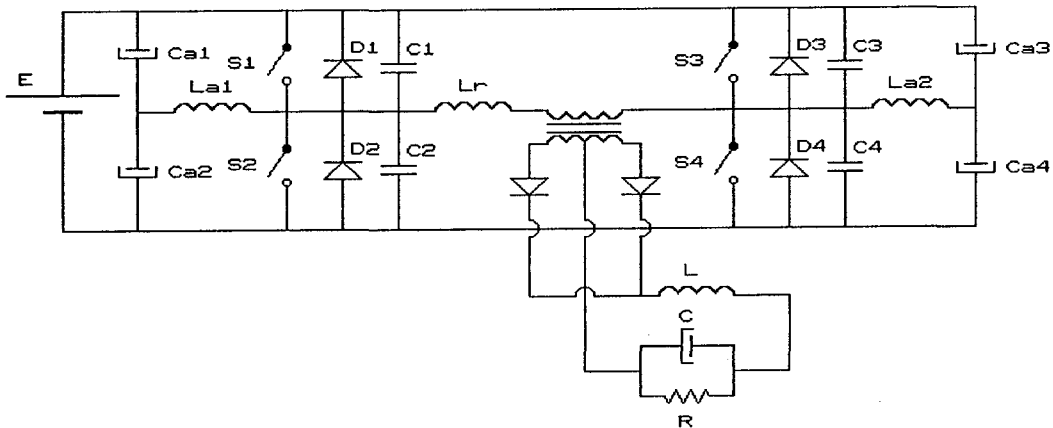
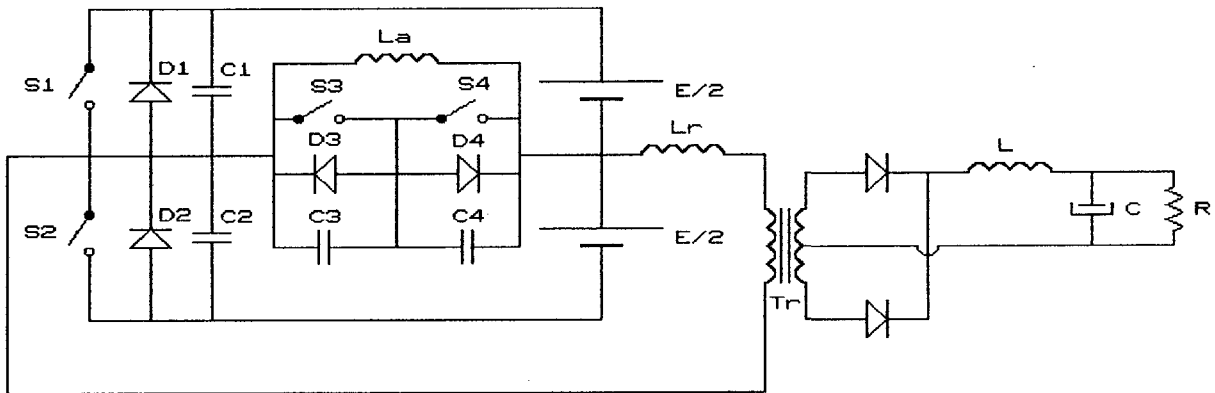


Fig. 1.8 Conversor FB-ZVS-PWM com dois CAC's

Na Fig. 1.9 é mostrado o conversor CC-CC Três Níveis ZVS-PWM [69] proposto por

Pedersen. Para ampliar a faixa de carga, sem elevar o valor da indutância  $L_r$ , foi necessário incluir um indutor auxiliar  $L_a$ .



*Fig. 1.9 Conversor CC-CC Três-Níveis ZVS-PWM.*

Dos conversores CC-CC Três Níveis ZVS-PWM apresentados, o conversor proposto por Cortizo [33] é o mais indicado para as aplicações onde se requer alta tensão de entrada.

## 1.5 - PROPOSTA DA TESE

A proposta fundamental deste trabalho de tese é a obtenção de conversores CC-CC que suportem alta tensão de entrada e que proporcionem alta densidade de potência, com baixos níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência.

Neste sentido, os objetivos deste trabalho podem ser enumerados conforme consta a seguir:

a) Propor topologias de conversor CC-CC Três níveis com modulação por largura de pulso e comutação sob zero de tensão, que tenham como principal característica a redução da

máxima tensão a que as chaves semicondutoras ficam submetidas.

b) Os conversores CC-CC propostos devem possuir no máximo quatro chaves semicondutoras ativas de potência.

c) Propor técnicas para que os conversores CC-CC operem com comutação suave (zero de tensão) em uma larga faixa de carga, sem utilizar chaves semicondutoras auxiliares.

d) Estudar, analisar e simular os conversores CC-CC Três Níveis ZVS propostos, a partir de modelos pré-estabelecidos.

e) Estabelecer metodologia de projeto e implementar em laboratório os conversores CC-CC Três Níveis ZVS propostos, no intuito de verificar a validade dos resultados das análises e das simulações realizadas.

f) Estudar e estabelecer as relações existentes entre os conversores Três Níveis ZVS-PWM ressonantes e os não ressonantes, operando em frequência constante.

g) Realizar estudo comparativo entre o conversor Três Níveis ZVS-PWM e o conversor de ponte completa com comutação sob zero de tensão (FB-ZVS-PWM).

h) Efetuar estudo comparativo entre os conversores CC-CC Três Níveis ZVS-PWM propostos.

i) Estabelecer os circuitos duais dos conversores CC-CC Três Níveis ZVS PWM.

# CAPÍTULO 2

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM

### 2.1 - INTRODUÇÃO

Os engenheiros envolvidos no projeto de Fontes Chaveadas de alta frequência ("SMPS - Switching Mode Power Supply"), em aplicações de alta potência, atualmente reconhecem que a melhor topologia é a do conversor Ponte Completa ("Full-Bridge") com comutação sob zero de tensão ("Zero-Voltage-Switching") com modulação por largura de pulso ("Pulse-Width-Modulation") ou simplesmente, como é normalmente conhecido, conversor FB-ZVS-PWM [1-2]. Isto é devido ao fato de que neste conversor fazem-se presentes as características desejáveis dos conversores PWM convencionais e dos ressonantes, sem contudo coexistirem seus grandes defeitos, quais sejam, altas perdas de comutação e altas perdas de condução, respectivamente.

Uma vez que as chaves semicondutoras de potência devem suportar a tensão de entrada, o conversor FB-ZVS-PWM não é apropriado para aplicações com alta tensão de entrada. Como um exemplo, se o conversor CC-CC é conectado a um pré-regulador, constituído de um retificador trifásico a diodo (380V) e um estágio de correção de fator de potência baseado no conversor Boost, a tensão CC de entrada poderá ser superior a 800V. De maneira a reduzir o nível de tensão sobre as chaves e conseqüentemente facultar o uso de

MOSFET nestas aplicações, este trabalho propõe o conversor CC-CC Três Níveis ("Three-Level" TL) ZVS-PWM.

Como será demonstrado nas próximas seções, este conversor opera do mesmo modo que o conversor FB-ZVS-PWM do ponto de vista das comutações, possuindo a característica de saída e o controle da potência transferida semelhantes. Entretanto, uma importante diferença deve ser ressaltada: a máxima tensão sobre os MOSFETs restringe-se à metade do valor da tensão de entrada.

## **2.2 - CONVERSOR CC-CC TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM**

### **2.2.1 - Descrição do Circuito**

O conversor TL-ZVS-PWM é mostrado na Fig. 2.1. O braço de comutação principal é formado por  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  são os diodos em antiparalelo com as chaves semicondutoras, enquanto  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  são os capacitores empregados para realizar a comutação em zero de tensão. Em muitos casos, por exemplo, quando a chave é do tipo MOSFET, nenhum capacitor externo é necessário.  $L_r$  é o indutor de comutação, composto por um indutor externo somado à indutância de dispersão do transformador. Tr é o transformador isolador. O estágio de saída é formado pelos retificadores  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  e o filtro de saída é composto pelo indutor  $L_f$  e pelo capacitor  $C_f$ .  $D_{c1}$ ,  $D_{c2}$  são os diodos de grampeamento.  $R_o$  representa a resistência de carga.



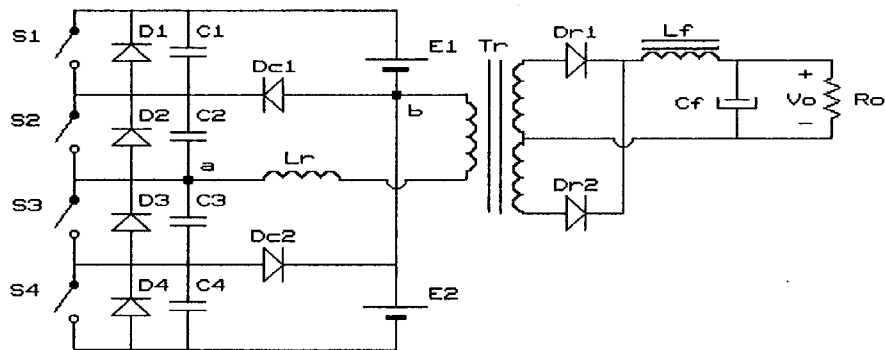


Fig. 2.1 Conversor TL-ZVS-PWM

### 2.2.2 - Princípio de Operação

Para simplificar a análise, as seguintes suposições são feitas:

- O circuito opera em regime permanente.
- Todas as chaves semicondutoras de potência são ideais, isto é, os tempos de chaveamento e as quedas resistivas são consideradas nulas.
- As capacitâncias em paralelo com as chaves são consideradas constantes e de mesmo valor, incorporando as capacitâncias parasitas (transformador, indutor, fiação) do circuito.
- A indutância do filtro de saída é suficientemente grande para ser aproximada por uma fonte de corrente constante e com valor igual à corrente de carga  $I_o$ .
- A corrente de magnetização do transformador é desprezível frente à corrente de carga em estudo.
- As tensões das fontes CC de entrada são consideradas iguais e sem ondulação de tensão.

Ressalta-se que as simplificações e suposições realizadas não alteram o comportamento do circuito a ser estudado. Na Fig. 2.2 são mostradas as sete (7) etapas topológicas de operação para um semiperíodo, sendo enegrecidos os componentes que estão

conduzindo e os caminhos que a corrente percorre. Na Fig. 2.3 estão representadas as formas de ondas teóricas. A operação é descrita como segue:

a) Primeira Etapa:  $(t_0, t_1)$

Durante esta etapa a corrente de carga flui através das chaves  $S_1$  e  $S_2$ . Onde  $v_{C1}=v_{C2}=0$ ,  $v_{C3}=v_{C4}=E/2$  e  $i_{Lr}=I_{op}$  (Fig. 2.2a). Nesta etapa é realizada a transferência de energia da fonte CC de alimentação  $E_1$  para a carga.

b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

Esta etapa inicia em  $t_1$ , quando é enviado um sinal de bloqueio à  $S_1$ ; esta bloqueia-se praticamente em zero de tensão. A tensão  $v_{C1}$  cresce desde zero até a tensão  $E/2$ , enquanto  $(v_{C3}+v_{C4})$  decresce de  $E$  a  $E/2$ . Esta etapa finaliza no instante  $t_2$ , quando o diodo  $D_{c1}$  é diretamente polarizado e inicia a conduzir (Fig. 2.2b). Nesta etapa a tensão  $v_{C2}=0$ ,  $i_{Lr}=I_{op}$  e as tensões  $v_{C1}$  e  $(v_{C3}+v_{C4})$  são dadas por:

$$v_{C1} = \frac{2I_{op}}{3C} t \quad (2.1)$$

$$v_{C3} + v_{C4} = E - \frac{2I_{op}}{3C} t \quad (2.2)$$

Onde  $C$  é a capacitância em paralelo com as chaves semicondutoras.

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Esta é uma etapa de roda-livre, na qual a corrente de carga flui através de  $D_{c1}$ ,  $S_2$ ,  $L_r$  e do retificador de saída. A tensão de saída é igual a zero. Esta etapa termina quando a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada (Fig. 2.2c). Sendo  $v_{C1}=(v_{C3}+v_{C4})=E/2$ ,  $v_{C2}=0$  e  $i_{Lr}=I_{op}$ .

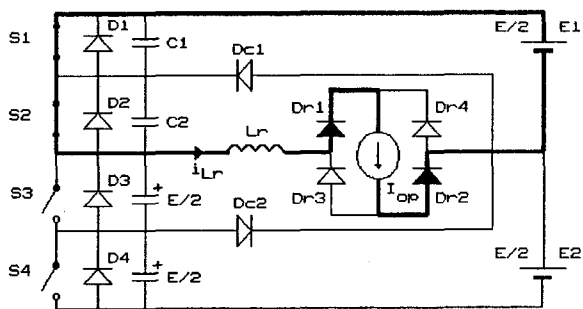


Fig. 2.2a Primeira Etapa

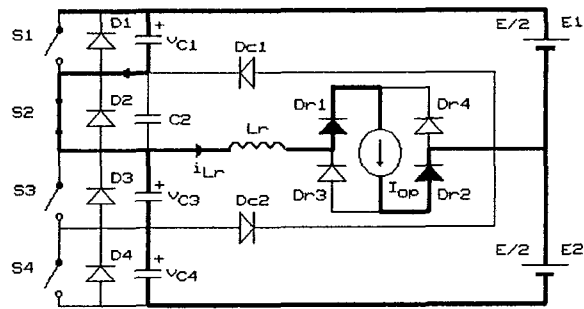


Fig. 2.2b Segunda Etapa

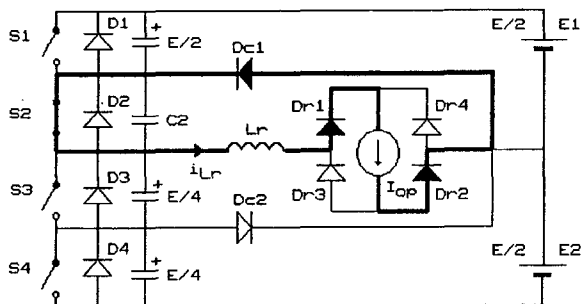


Fig. 2.2c Terceira Etapa

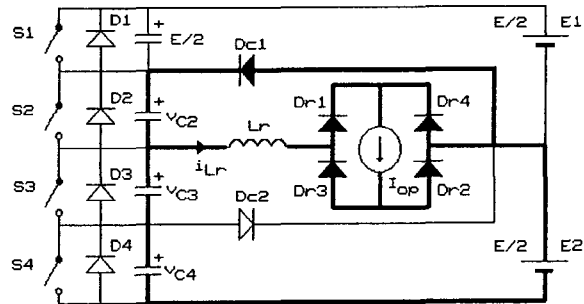


Fig. 2.2d Quarta Etapa

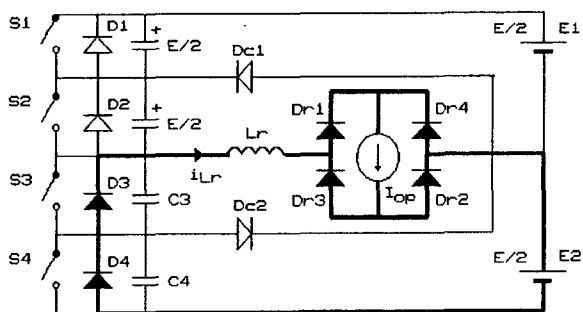


Fig. 2.2e Quinta Etapa

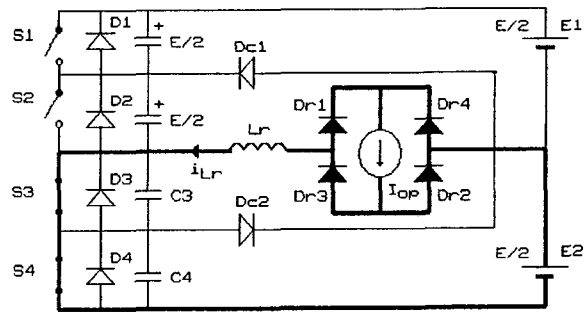


Fig. 2.2f Sexta Etapa

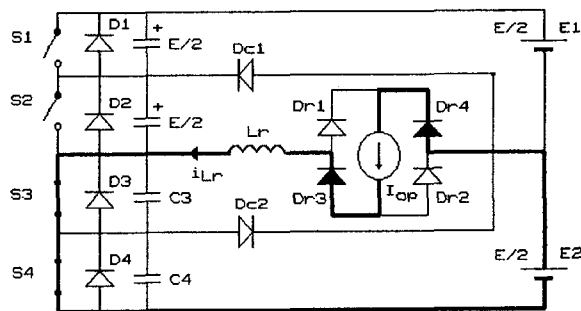


Fig. 2.2g Sétima Etapa

Fig. 2.2 Etapas de Operação do Conversor TL-ZVS-PWM

d) Quarta Etapa: ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_3$ ,  $S_2$  é bloqueado praticamente em zero de tensão. A tensão do capacitor  $v_{C2}$  cresce até  $E/2$ , enquanto  $(v_{C3}+v_{C4})$  decresce em direção a zero, de uma maneira co-senoidal. Para assegurar comutação em zero de tensão (ZVS), a energia armazenada no indutor ressonante  $L_r$ , deve ser maior do que a energia armazenada nos capacitores. Portanto, sendo suficiente para levar a tensão dos capacitores  $(v_{C3}+v_{C4})$  de  $E/2$  até zero e de  $v_{C2}$  desde zero até  $E/2$ , esta etapa é finalizada quando estes níveis de tensão são atingidos (Fig. 2.2d). A tensão no capacitor  $v_{C2}$  e a corrente  $i_{Lr}$  no indutor ressonante são dados por:

$$v_{C2} = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} I_{op} \text{sen}(\omega_r t) \quad (2.3)$$

$$i_{Lr} = I_{op} \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.4)$$

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

Durante esta etapa, a corrente  $i_{Lr}$  flui através dos diodos  $D_3$  e  $D_4$ , decrescendo de forma linear. Durante a condução de  $D_3$  e  $D_4$ , as chaves  $S_3$  e  $S_4$  entram em condução em tensão e corrente iguais a zero.

A energia armazenada no indutor  $L_r$  ressonante é devolvida para a fonte CC  $E_2$ . Sendo  $v_{C1}=v_{C2}=E/2$ ,  $v_{C3}=v_{C4}=0$  e a corrente no indutor  $L_r$  igual a

$$i_{Lr} = \sqrt{I_{op}^2 - \left(\frac{E}{2Z_r}\right)^2} - \frac{E}{2L_r} t \quad (2.5)$$

onde  $Z_r$  é a impedância de ressonância igual a

$$Z_r = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} \quad .$$

f) Sexta Etapa:  $(t_5, t_6)$

Quando  $i_{L_r}$  atingir a zero, os diodos  $D_3$  e  $D_4$  bloqueiam-se, e  $S_3$  e  $S_4$  iniciam a conduzir. A corrente  $i_{L_r}$  cresce linearmente, mas em direção oposta à da quinta etapa. A energia entregue à fonte CC  $E_2$ , na etapa anterior, agora retorna ao indutor ressonante  $L_r$ . Sendo  $v_{C1}=v_{C2}=E/2$ ,  $v_{C3}=v_{C4}=0$  e a corrente no indutor é dada por:

$$i_{L_r}(t) = -\frac{E}{2L_r} t \quad . \quad (2.6)$$

g) Sétima Etapa:  $(t_6, t_7)$

Esta etapa inicia no instante que  $i_{L_r}$  atinge o valor da corrente de carga  $I_{op}$ . Nesta etapa haverá transferência de energia da fonte CC  $E_2$  para a carga, enquanto  $S_3$  e  $S_4$  estiverem conduzindo.

A evolução das etapas durante o segundo semiperíodo é similar ao primeiro, conforme pode ser observado na Fig. 2.3. Sua descrição será, pois, omitida.

Durante o primeiro e sétimo estágios de operação ocorre transferência de energia das fontes CC  $E_1$  e  $E_2$  para a carga, quando  $S_1$  e  $S_2$  (1ª etapa) ou, de forma análoga,  $S_3$  e  $S_4$  (7ª etapa) conduzem a corrente de carga.

Durante a terceira etapa, a corrente de saída circula em roda-livre através de  $S_2$ ,  $D_{c1}$ ,  $L_r$  e pelo retificador de saída. Assim, a tensão aplicada à carga, desprezando os intervalos de comutação, depende do tempo de condução de  $S_1$  em um semiperíodo. Conseqüentemente a potência transferida é controlada de maneira similar à do conversor PWM convencional com comutação dissipativa.

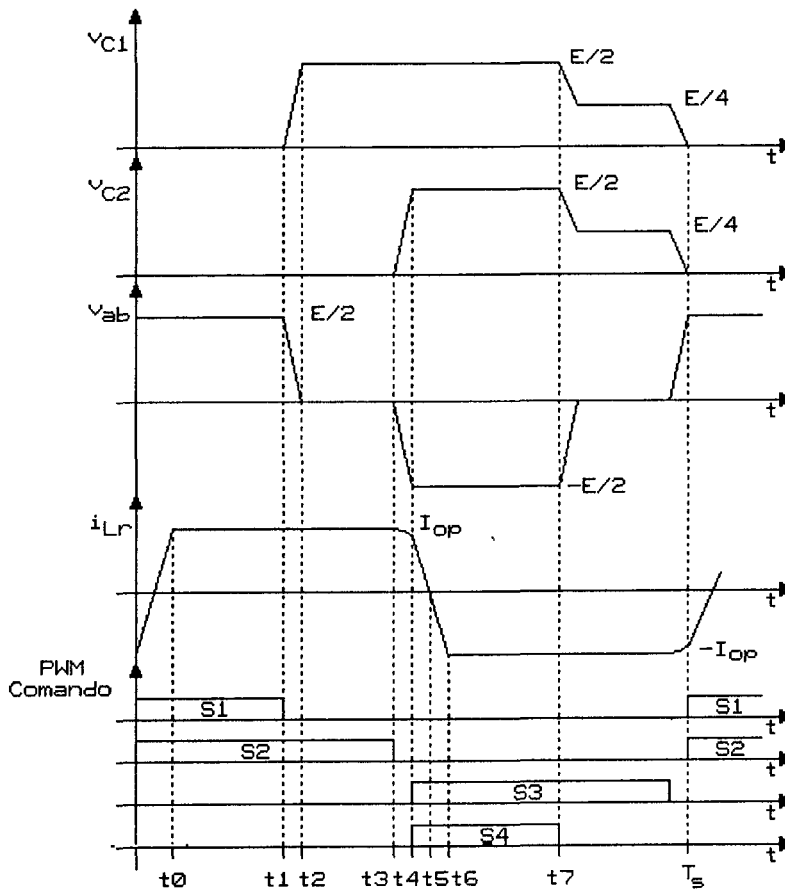


Fig. 2.3 Principais Formas de Onda Teóricas

## 2.3 - ANÁLISE TEÓRICA

### 2.3.1 - Característica de Saída

De acordo com as formas de onda desenhadas na Fig. 2.3, e considerando que os tempos de comutação sejam muito menores que o período de chaveamento, a tensão de saída média  $V_o$  pode ser expressa por:

$$V_o = \frac{E/2 (t_1 - t_0)}{T_s/2} \quad (2.7)$$

Durante o intervalo de tempo (0- $t_0$ ), a corrente  $i_{Lr}$  é representada por:

$$i_{Lr} = -I_{op} + \frac{E}{2L_r}t \quad (2.8)$$

No instante  $t = t_0$ ,  $i_{Lr} = I_{op}$ , assim

$$t_0 = \frac{2L_r I_{op}}{E/2} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.9) em (2.7), obtém-se

$$V_o = \frac{E}{2} \left( \frac{2t_1}{T_s} - \frac{4f_s L_r I_{op}}{E/2} \right) \quad (2.10)$$

Definindo a razão cíclica como:

$$D = \frac{2t_1}{T_s} \quad (2.11)$$

então

$$\frac{V_o}{E/2} = D - \frac{4f_s L_r I_{op}}{E/2} \quad (2.12)$$

A expressão (2.12) representa a razão de conversão de tensão CC do conversor TL-ZVS-PWM.

Deve-se observar que quanto maior a indutância de ressonância tanto maior será a redução da tensão de saída causada pela queda de tensão reativa. Da mesma forma aumentará a redução da razão cíclica quanto maior a frequência de chaveamento e corrente de carga.

### 2.3.2 - Análise de Comutação

Durante o intervalo de tempo ( $t_1, t_2$ ) as tensões  $v_{C1}$  e ( $v_{C3}+v_{C4}$ ) são expressas por (2.1) e (2.2). Pela ordem das etapas, a segunda comutação é a mais crítica, que ocorre durante o intervalo ( $t_3, t_4$ ), onde  $v_{C2}$  cresce de zero até  $E/2$  e, de modo inverso, ( $v_{C3}+v_{C4}$ ) decresce de  $E/2$

a zero volts. Se  $v_{C_2}$  não atingir  $E/2$ , a comutação não dissipativa não é conseguida. Sabendo-se que a tensão sobre  $C_2$  é dada pela equação (2.3), e analisando para o caso crítico, qual seja, para  $\omega_r t = \pi/2$ , tem-se que:

$$v_{C_2} = \sqrt{\frac{2L_r}{3C}} I_{op} \quad (2.13)$$

Fazendo-se  $I_{op}$  igual a  $I_{min}$ , e em consequência  $v_{C_2} = E/2$ .

$$I_{min} = \sqrt{\frac{3C}{2L_r}} \frac{E}{2} \quad (2.14)$$

Para se garantir uma comutação não dissipativa, deve-se ter  $I_{op} > I_{min}$ .

De acordo com as expressões (2.12) e (2.14), quanto maior é a largura de faixa de carga com comutação em zero de tensão ZVS, implicando em uma menor corrente de carga mínima  $I_{min}$ , tanto maior é a queda de tensão reativa através do indutor  $L_r$ . Em outras palavras, uma larga faixa de carga provoca uma grande quantidade de energia circulante, aumentando as perdas de condução. Entretanto, este problema não é exclusivo do conversor três níveis, pois é encontrado em quase todos os conversores ZVS [1, 2, 8, 11, 14, 16, 19, 38, 66].

Um bom projeto [2,15] consiste em sacrificar a comutação para cargas leves, onde as perdas de condução são pequenas, para obter-se uma alta eficiência em carga nominal.

## 2.4 - PROCEDIMENTO DE PROJETO E EXEMPLO

Realizar um projeto de um conversor CC-CC TL-ZVS-PWM é, do ponto de vista da eficiência, uma tarefa complexa. Deve-se observar cuidadosamente cada parâmetro a ser



selecionado e estabelecer compromissos a cada uma dessas escolhas. Quando se trabalha com alta tensão e alta potência, deve ser dada uma atenção especial aos elementos parasitas que podem afetar a operação e a performance do conversor. Exemplos disso são as capacitâncias dos dispositivos (diodos, chaves semicondutoras, indutores e transformador), indutâncias de dispersão e de fiação, resistência de condução dos semicondutores e contatos.

Pode-se dizer que um projeto de um conversor CC-CC tem como principais objetivos: minimizar as perdas, volume, peso e custo, em outras palavras, maximizar a eficiência e a densidade volumétrica de potência e minimizar o custo/benefício. Ainda, alguns compromissos tais como a robustez (confiabilidade), comutação não dissipativa, operação em alta frequência, reprodutibilidade, devem ser garantidos na mesma medida do conhecimento tecnológico adquirido.

A frequência de chaveamento é selecionada após a observação de algumas considerações práticas e especificações de projeto, a saber:

- Níveis de tensão de entrada e de saída, e potência de saída.
- Circuitos integrados e componentes discretos de comando e controle disponíveis.
- Razão Cíclica efetiva máxima.
- Tempo de comutação das chaves semicondutoras de potência.
- Tempo de recuperação reversa dos diodos.
- Características eletromagnéticas dos materiais magnéticos disponíveis.
- Efeito skin (pelicular) e de proximidade.

Levando em consideração o acima citado, ao lado dos compromissos de projeto, chega-se à definição apropriada da frequência de chaveamento, no presente caso, 100kHz.

Não se aplica, no presente caso, o procedimento de projeto de transformadores

relativo ao conversor PWM convencional, pois é necessário minimizar as indutâncias de dispersão. As capacitâncias parasitas dos enrolamentos, contudo, devem ser minimizadas. Estas devem ser carregadas ou descarregadas ao mesmo tempo que as capacitâncias em paralelo com as chaves. Aumentam, portanto, a energia total a ser armazenada no indutor ressonante, de maneira a garantir comutação ZVS, impondo um aumento nos níveis de corrente. Para reduzir este efeito, o transformador deve ser construído com baixa capacitância de enrolamento.

Para que as correntes primárias sejam mínimas deve-se maximizar a relação entre espiras do transformador, minimizando, portanto, as perdas de condução. Por outro lado, para assegurar comutação ZVS, numa determinada faixa de carga, e ao mesmo tempo possibilitar a carga e descarga adequada dos capacitores, é necessário ter-se correntes suficientemente grandes no primário. Baixos valores de capacitores são requeridos para não comprometerem a performance do conversor.

O propósito principal desta seção é o uso das equações deduzidas, calculando os valores dos componentes para a realização da simulação e de um protótipo.

#### **2.4.1 - Dados de Entrada**

$P_o=1,5\text{kW}$  (potência nominal de saída)

$E=600\text{V}$  (tensão de entrada)

$V_o=60\text{V}$  (tensão de saída)

$f_s=100\text{kHz}$  (frequência de chaveamento)

$I_o=25\text{A}$  (corrente nominal de saída)

#### **2.4.2 - Cálculo da Indutância de Ressonância**

A razão cíclica efetiva ( $D_{ef}$ ) escolhida é 0,6, e  $L_r$  deve ser calculado de tal maneira

que ele cause no máximo 20% de redução da razão cíclica ( $\Delta$ ). Assim,

$$D_{ef} = D - \Delta$$
$$0,6 = D - \frac{4f_s L_r I_o}{n_{tr} E/2} .$$

onde  $n_{tr}$  = relação de transformação.

Como a redução de razão cíclica é de 20%, então

$$0,2 D = \frac{4f_s L_r I_o}{n_{tr} E/2} ,$$

então

$$D = 0,75 .$$

Isolando  $L_r$ , tem-se

$$L_r = \frac{0,2 D n_{tr} E/2}{4f_s I_o} ,$$

devido ao fato de que

$$\frac{n_{tr} V_o}{E/2} = 0,6 , \text{ para } n_{tr}=3.$$

Portanto, tem-se como resultado

$$L_r = 13,5\mu H .$$

Uma indutância  $L_r$  de valor igual a  $16\mu H$  foi adotada, para garantir no máximo 20% de redução da razão cíclica. Levando em consideração que o valor medido da indutância de dispersão do transformador foi de  $4\mu H$ , define-se um indutor externo de  $12\mu H$ .

### 2.4.3 - Cálculo da Corrente Mínima

A chave semicondutora de potência MOSFET APT5040 foi adotada em função das

exigências de tensão e corrente. Esta possui uma capacitância de saída de aproximadamente 500pF.

A corrente mínima de carga  $I_{min}$  para se assegurar comutação ZVS é

$$I_{min} = \sqrt{\frac{3C}{2L_r} \frac{E}{2}} = 2,10A \quad ,$$

que garante comutação ZVS desde aproximadamente 25% de carga até o valor nominal.

#### 2.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$

A corrente eficaz nas chaves  $S_1$  e  $S_4$  pode ser calculada por:

$$I_{efS14}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{\Delta T_s}{4}} \left[ \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} \right]^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_s}{2}}^{\frac{D T_s}{2}} I_{op}^2 dt \right] \quad (2.15)$$

$$I_{efS14} = \sqrt{\frac{I_{op}^2}{2} \left[ D - \frac{5}{6} \Delta \right]} \quad (2.16)$$

#### 2.4.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$

A corrente eficaz nas chaves  $S_2$  e  $S_3$  pode ser calculada por:

$$I_{efS23}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{\Delta T_s}{4}} \left[ \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} \right]^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} I_{op}^2 dt \right] \quad (2.17)$$

$$I_{efS23} = \sqrt{\frac{I_{op}^2}{2} \left[ 1 - \frac{5}{6} \Delta \right]} \quad (2.18)$$

#### 2.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$

A corrente média nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  pode ser calculada por:

$$I_{medD} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{\Delta T_s}{4}} \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} dt \quad (2.19)$$

$$I_{medD} = \frac{1}{8} I_{op} \Delta \quad (2.20)$$

#### 2.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{c1}$ e $D_{c2}$

A corrente média nos diodos  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$  pode ser calculada por:

$$I_{medDc} = \frac{I_{op}}{2} (1 - D) \quad (2.21)$$

#### 2.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$

A corrente média nos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  pode ser calculada por:

$$I_{medDr} = \frac{n_{tr}}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} I_{op} dt \quad (2.22)$$

$$I_{medDr} = \frac{1}{2} n_{tr} I_{op} \quad (2.23)$$

#### 2.4.9 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras

Considerando que as chaves semicondutoras sejam do tipo MOSFET, as perdas de condução podem ser expressas por:

$$P_{condS} = 2 R_{ds} \left[ I_{efS14}^2 + I_{efS23}^2 \right] \quad (2.24)$$

$$P_{S14} = 2 \left[ R_{ds} I_{efS14}^2 + V_{thd} I_{med} \right] \quad (2.25)$$

$$P_{S23} = 2 \left[ R_{ds} I_{efS23}^2 + V_{thd} I_{med} \right] \quad (2.26)$$

#### 2.4.10 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores

As perdas nos diodos grampeadores são expressas por:

$$P_{condDc} = 2 V_{thd} I_{medDc} \quad (2.27)$$

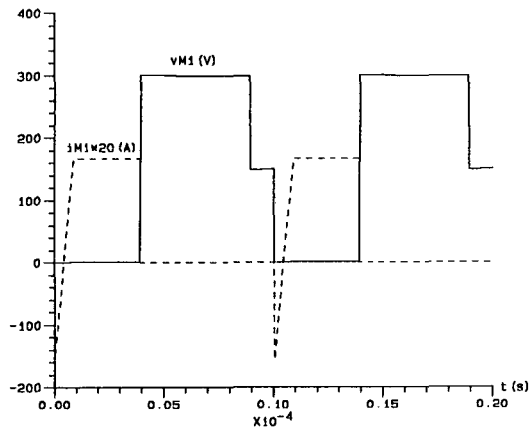
#### 2.4.11 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores

Considerando que as chaves semicondutoras sejam do tipo MOSFET, as perdas nos diodos retificadores são expressas por:

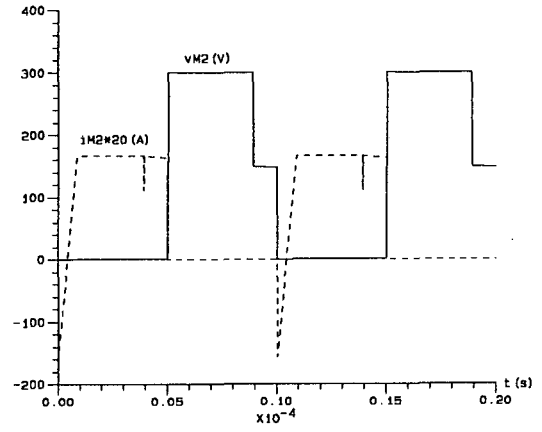
$$P_{condDr} = 2 V_{thd} I_{medDr} \quad (2.29)$$

## 2.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

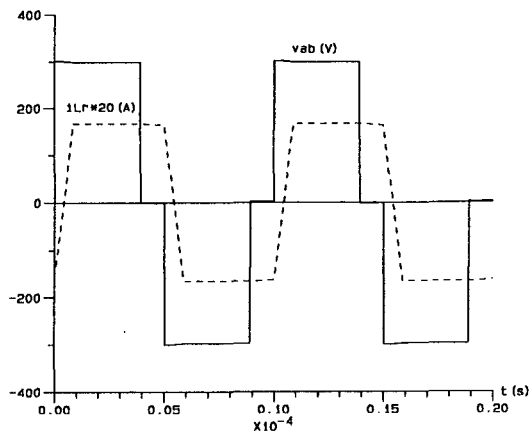
De maneira a verificar o princípio de operação e validar as expressões matemáticas básicas, uma simulação digital (PROSCES) [43] foi realizada, usando os parâmetros obtidos no projeto exemplo descrito anteriormente. Os resultados de simulação para carga nominal são mostrados pela Fig. 2.4.



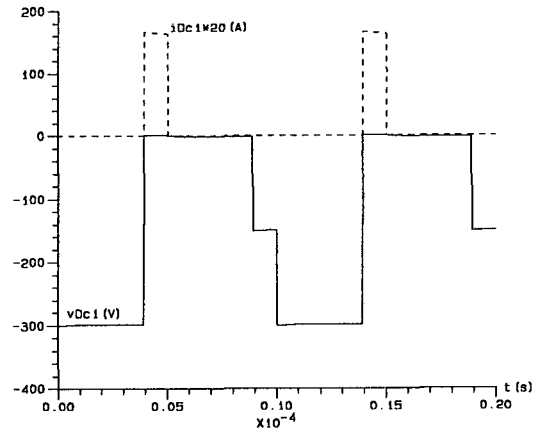
(a)



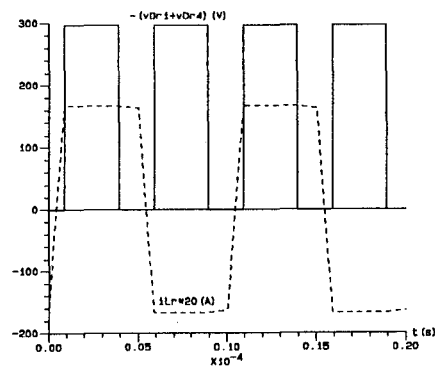
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 2.4. Formas de onda obtidas da simulação do conversor TL-ZVS-PWM para plena carga.

- (a) Tensão dreno-fonte ( $v_{M1}$ ) e corrente de dreno ( $i_{M1}$ )
- (b) Tensão dreno-fonte ( $v_{M2}$ ) e corrente de dreno ( $i_{M2}$ )
- (c) Tensão  $v_{ab}$  e corrente ( $i_{Lr}$ ) no indutor de ressonância
- (d) Tensão e corrente no diodo  $D_{c1}$
- (e) Tensão de saída retificada e corrente  $i_{Lr}$

## 2.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto delineado na seção anterior, um conversor CC-CC TL-ZVS-PWM foi implementado, com as seguintes especificações:

- Potência de saída  $P_o=1,5\text{KW}$
- Tensão de saída  $V_o=60\text{V}$
- Tensão de entrada  $E=600\text{V}$
- Frequência de chaveamento  $f_s=100\text{kHz}$

O diagrama do circuito do conversor é mostrado pela Fig. 2.5. O estágio de potência consiste dos seguintes componentes:

- $M_{1-4}$  APT5040 (Advanced Power Technology -  $R_{ds(on)}= 0,4\Omega$  (25°C))
- $D_{e1-2}$  MUR 440 (Motorola)
- $D_{r1-4}$  MUR 1540 (Motorola)
- $D_{1-4}$  Diodos de corpo dos MOSFETs  $M_1, M_2, M_3$  e  $M_4$ .
- $C_{1-4}$  capacitores intrínsecos dos MOSFETs, igual a 465pF para  $V_{ds}= 500\text{V}$ .
- $D_s$  MR 854 (Motorola)
- Tr Transformador HF, núcleo de ferrite E-65/39 (Thornton); 15 espiras no primário; 10 espiras no secundário; derivação central
- $C_f$  880 $\mu\text{F}$ , eletrolítico (Icotron)
- $C_b$  5 $\mu\text{F}$ , polipropileno (Icotron)
- $C_s$  10 $\mu\text{F}$ , polipropileno (Icotron)
- $L_r$  12 $\mu\text{H}$ ; 8 espiras - núcleo de ferrite E-42/15 (Thornton)
- $L_f$  61 $\mu\text{H}$ ; 15 espiras - núcleo de ferrite E-55/21 (Thornton)
- $R_s$  10k $\Omega$ , 5 W.

A indutância ressonante total é composta pela indutância de dispersão do transformador (4 $\mu\text{H}$ ) e pela indutância externa (12 $\mu\text{H}$ ), resultando 16 $\mu\text{H}$ .



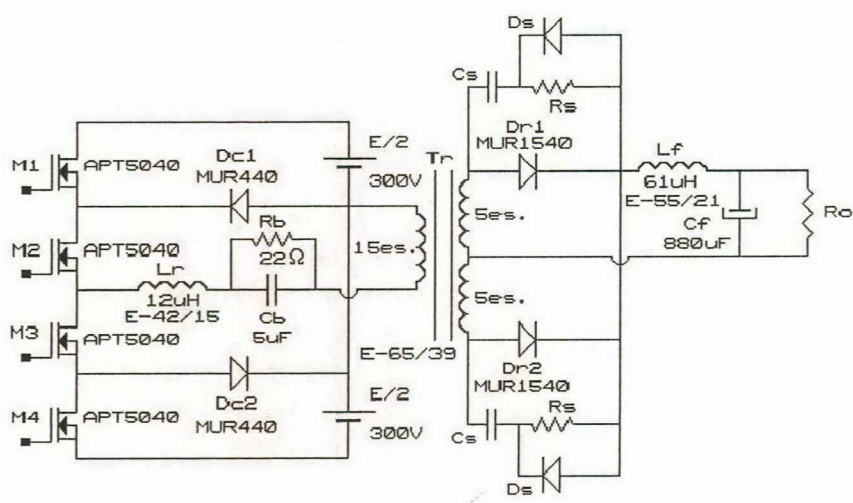


Fig. 2.5. Diagrama do estágio de potência da Fonte CC-CC TL-ZVS-PWM implementada.

As Figuras 2.6, 2.7 e 2.8 mostram fotografias das formas de onda obtidas por experimentação para  $P_o=1,5kW$ ,  $I_o=25A$ ,  $E=600V$ ,  $f_s=100kHz$  e  $D=0,75$ . Elas confirmam os resultados preditos teoricamente. Observa-se que a tensão máxima sobre os MOSFETs é de 300V, a metade do valor da tensão total de entrada.

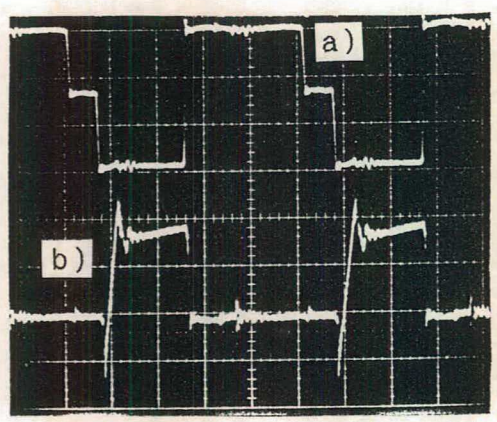


Fig. 2.6. Formas de onda experimentais de:  
 (a) Tensão dreno-fonte ( $v_{MD}$ ), 100V/div, 2 $\mu$ s/div.  
 (b) Corrente de dreno ( $i_{MD}$ ), 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

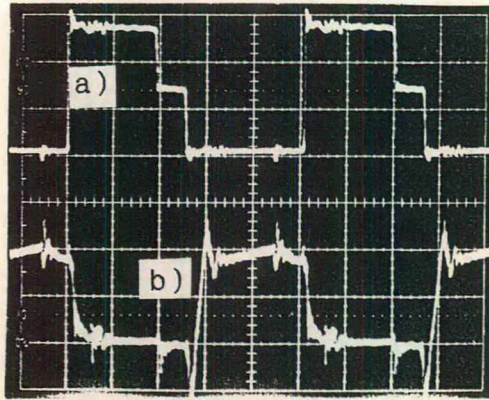


Fig. 2.7. Formas de onda experimentais de:  
 (a) Tensão dreno-fonte ( $v_{M2}$ ), 100V/div, 2 $\mu$ s/div.  
 (b) Corrente de dreno ( $i_{M2}$ ), 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

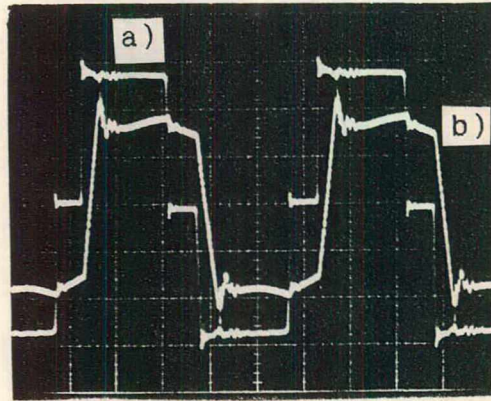


Fig. 2.8. Formas de onda experimentais de:  
 (a) Tensão  $v_{ab}$ , onda de maior amplitude, 100V/div, 2 $\mu$ s/div.  
 (b) Corrente  $i_{Lr}$ , onda de menor amplitude, 5A/div, 2 $\mu$ s/div.

A eficiência medida experimentalmente como função de corrente de carga está representada na Fig. 2.9, para tensão de saída constante igual à 60V. O valor encontrado para carga nominal (25A) foi de 93%. As fontes principais de perdas são pela ordem: perdas de condução nos MOSFETs, perdas de condução nos diodos, perdas magnéticas e no grampeador de tensão. As perdas de comutação são desprezíveis, pois as chaves semicondutoras são comutadas em zero de tensão.

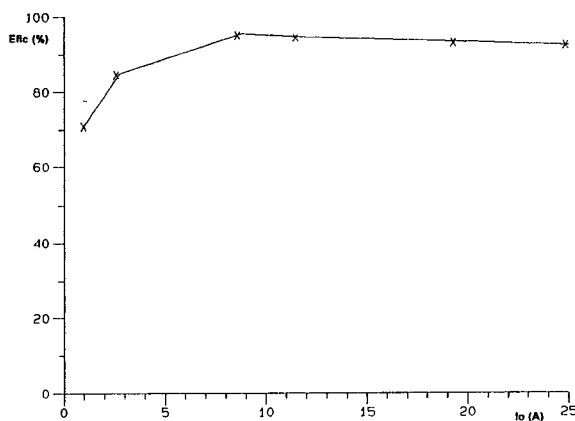


Fig. 2.9. Eficiência medida versus corrente de carga, para  $V_o=60V$  e  $f_s=100kHz$ .

A tensão de saída  $V_o$  versus a corrente de carga  $I_o$ , para três diferentes valores de razão cíclica ( $D$ ), obtida experimentalmente, é mostrada na Fig. 2.10. Os resultados, como pode-se observar, confirmam os preditos pela análise teórica. Estas curvas demonstram que o conversor TL-ZVS-PWM comporta-se de maneira similar ao FB-ZVS-PWM [2,37], no que diz respeito ao controle da transferência de potência.

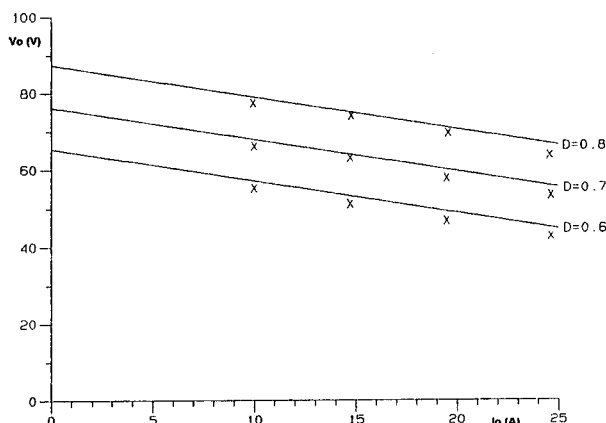


Fig. 2.10. Tensão de saída  $V_o$  versus corrente de carga  $I_o$ , experimental (x) e teórico.

## 2.7 - COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES TL-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM

A metodologia de projeto apresentada na seção 2.4 foi utilizada no projeto de uma

fonte CC-CC TL-ZVS-PWM e de uma FB-ZVS-PWM, tendo a mesma tensão de entrada, potência de saída, corrente de saída, frequência de chaveamento e faixa de comutação ZVS.

As especificações e parâmetros obtidos pelo projeto são listados na tabela 2.1:

TABELA 2.1

	FB-ZVS-PWM	TL-ZVS-PWM
$P_o$	1,5kW	1,5kW
$f_s$	100kHz	100kHz
E	600V	600V
$V_o$	60V	60V
$I_{M \text{ máx}}$	4,17A	8,33A
n	6	3
$D_{ef}$	0,6	0,6
$V_{\text{máxM}}$	600V	300V
MOSFET	APT801R2BN(8,5A)	APT4030BN(18,5A)
$R_{ds(on)}(25^\circ\text{C})$	1,2 $\Omega$	0,3 $\Omega$
$C_{oss}$	330pF	540pF
$C_{eq}$	660pF	810pF
D	0,8	0,662
$\Delta$	0,2	0,062
$L_r$	72 $\mu\text{H}$	5,6 $\mu\text{H}$
$I_{\text{mín}}$	1,8A	3,6A
Faixa ZVS	43% - 100%	43% - 100%
$P_{\text{cond}}(25^\circ\text{C})$	32,0W	32,8W
$L_r I_{\text{máx}L_r}^2/2$	626 $\mu\text{J}$	194 $\mu\text{J}$
Diodo gramp	-	MUR 440(400V,4A)

A comparação entre os dois conversores revela que para uma tensão de entrada de 600V não existe uma significativa vantagem do TL-ZVS-PWM sobre o FB-ZVS-PWM, do ponto de vista do custo e tamanho. Entretanto, o enrolamento primário do transformador fica submetido à metade da tensão de entrada. Note-se, também, que o tamanho do indutor ressonante é três vezes menor.

Por outro lado, para uma tensão de entrada maior que 1000V o conversor FB-ZVS-PWM não pode ser usado em aplicações de alta frequência, devido à indisponibilidade de MOSFETs. Neste caso, o conversor TL-ZVS-PWM é a solução natural.

## **2.8 - CONCLUSÃO**

O conversor CC-CC Três Níveis com comutação sob zero de tensão e modulado por largura de pulso (TL-ZVS-PWM) foi estudado e analisado. Este incorpora características atrativas quando utilizado em fontes chaveadas com alta tensão de entrada.

Após os estudos teóricos, um protótipo foi projetado e construído, para 1,5kW, 100kHz e tensão de entrada igual a 600V. A eficiência medida a plena carga foi de 93%.

Foi demonstrado que o conversor CC-CC TL-ZVS-PWM comporta-se como o FB-ZVS-PWM, do ponto de vista das comutações, bem como das características de saída.

O conversor TL-ZVS-PWM é apropriado para projetos de fontes chaveadas de alta performance, com potência de vários quilowatts, com tensão de entrada maior que 600V, utilizando a tecnologia MOSFET, propiciando um aumento na eficiência e uma redução de custo, em comparação ao conversor FB-ZVS-PWM.

# CAPÍTULO 3

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM COM UM CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO

### 3.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta um novo conversor CC-CC Três Níveis ZVS-PWM operando em ampla faixa de carga, isto é, desde a vazio até plena carga, permitindo todas as chaves semicondutoras comutarem em zero de tensão ZVS ("Zero-Voltage-Switching"). Para conseguir este objetivo foi introduzido, no conversor apresentado no capítulo 2, um circuito auxiliar de comutação (CAC), constituído de dois capacitores e de um indutor.

A principal característica dos conversores CC-CC Três Níveis ("Three-Level" TL) reside no fato que a máxima tensão sobre as chaves semicondutoras de potência é metade da tensão de entrada do conversor. Sendo portanto estes conversores naturalmente indicados para as aplicações onde o estágio de entrada é de alta tensão, ou mesmo nos casos onde não se encontram disponíveis no mercado especializado chaves semicondutoras que suportem os níveis de tensão de entrada especificados.

A característica de saída dos conversores TL-ZVS-PWM e dos conversores FB-ZVS-PWM são semelhantes. Aqueles, entretanto, mostram-se mais robustos e confiáveis, devido

à disposição em série das chaves de potência.

Outro ponto a salientar é o custo das chaves de potência, que é função direta de sua tensão máxima admissível, como também, evidentemente, de sua corrente eficaz.

Quando a chave semicondutora especificada for do tipo MOSFET, devido à existência de uma relação ( $R_{ds(on)} \propto V_{ds\text{máx}}^{2,5}$ ) entre a resistência de condução e a tensão dreno-fonte máxima, especial atenção deve ser dada a este aspecto, que tem influência direta nas perdas de condução.

O circuito auxiliar de comutação melhora as condições de comutação do conversor Três Níveis, assegurando comutação em zero de tensão ZVS para toda faixa de carga. Por outro lado, causa um aumento da energia circulante no conversor. Esta maior energia circulante, entretanto, não provoca uma significativa redução na eficiência total do conversor em plena carga.

## **3.2 - CONVERSOR TL-ZVS-PWM COM UM CAC**

### **3.2.1 - Princípio de Operação**

Na descrição da operação do conversor TL-ZVS-PWM com circuito auxiliar de comutação, assume-se que todos os componentes são ideais e que o estágio de saída, incluindo o transformador, pode ser substituído por uma fonte de corrente  $I_{op}$  constante. O conversor proposto é apresentado na Fig. 3.1.

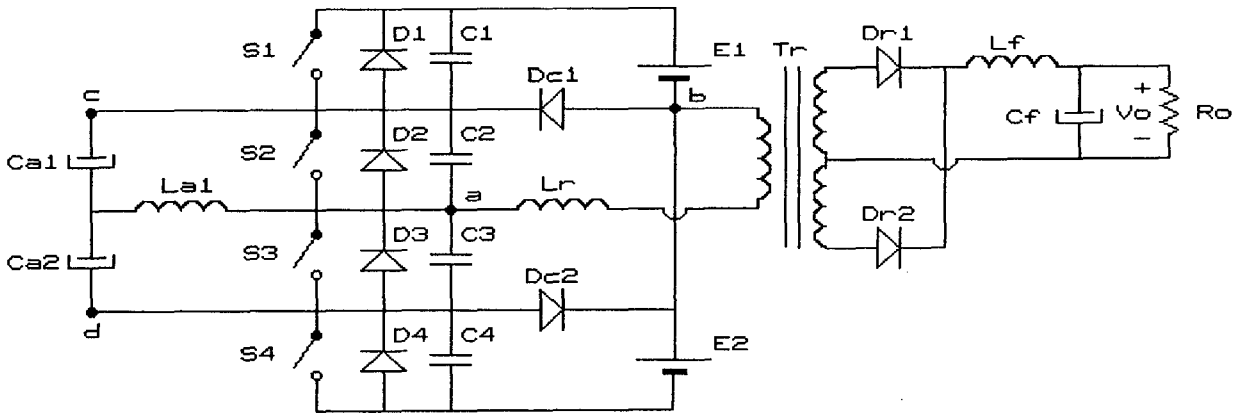


Fig. 3.1 Conversor Três Níveis com um circuito auxiliar de comutação.

O conversor TL-ZVS-PWM possui seis (6) etapas de operação que serão descritas como segue:

a) Primeira Etapa:  $(t_0, t_1)$

Durante esta etapa, ocorre a transferência de potência da fonte de alimentação superior ( $E_1 = E/2$ ) para a carga. Assim, a corrente de carga flui através das chaves  $S_1$  e  $S_2$ . Também por  $S_2$  circula a corrente do indutor  $L_{a1}$  auxiliar de comutação.

Existindo uma diferença de tensão entre a fonte de alimentação superior e a tensão nos capacitores auxiliares  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  (referente à tensão entre os pontos "c" e "d") haverá o surgimento de uma corrente, que fluirá através de  $E_1$ ,  $S_1$ ,  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $D_{c2}$  restabelecendo a equalização de tensão.

A corrente no indutor de ressonância  $L_r$  é igual à corrente de carga  $I_{op}$  durante esta etapa e a corrente no indutor auxiliar é expressa por:



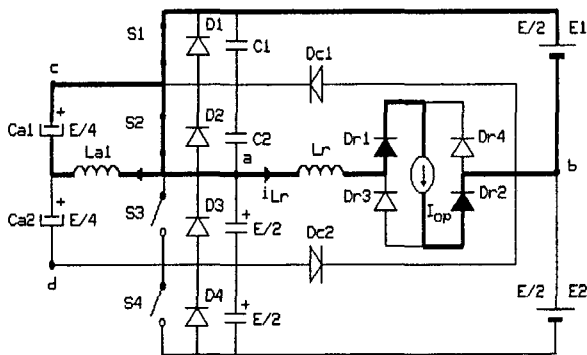


Fig. 3.2a - Primeira Etapa

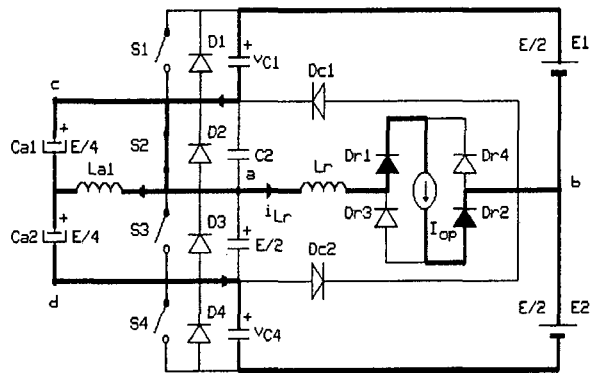


Fig. 3.2b - Segunda Etapa

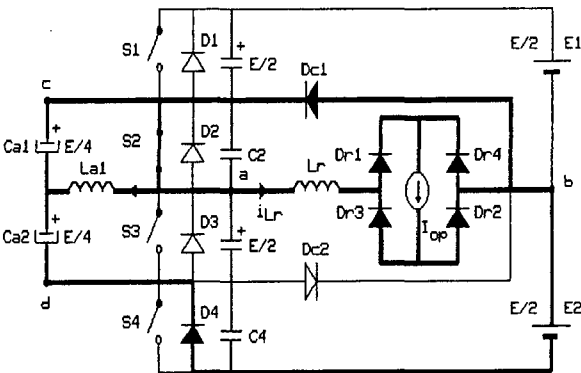


Fig. 3.2c - Terceira Etapa

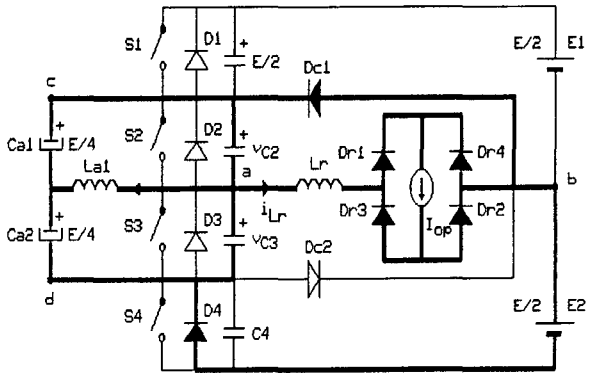


Fig. 3.2d - Quarta Etapa

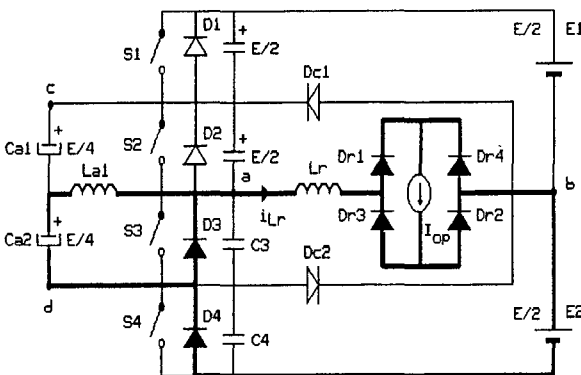


Fig. 3.2e - Quinta Etapa

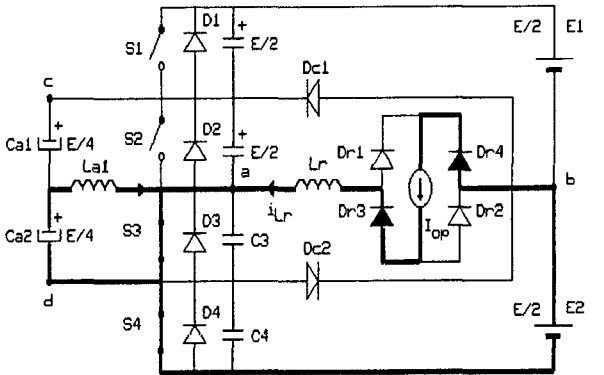


Fig. 3.2f - Sexta Etapa

Fig. 3.2 Etapas de operação do conversor CC-CC TL-ZVS-PWM com um CAC.

$$i_{L_{al}} = \frac{E}{4L_{al}}t - I_{máxL_{al}} \quad (3.1)$$

Sendo  $I_{máxL_{al}}$  a corrente máxima no indutor auxiliar de comutação, dada por:

$$I_{máxL_{al}} = \frac{E}{8L_{al}f_s} \quad (3.2)$$

b) Segunda Etapa: ( $t_1, t_2$ )

Esta etapa inicia quando é enviada uma ordem de bloqueio à chave  $S_1$  e esta se bloqueia com tensão praticamente igual a zero. Neste intervalo a corrente do indutor ressonante  $i_L$  permanece igual à corrente de carga  $I_{op}$ . O circuito equivalente está representado na Fig. 3.3.

As tensões sobre os capacitores em paralelo com as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são expressas pelas seguintes relações:

$$v_{C1} = \frac{I_{op}}{2C}t \quad (3.3)$$

$$v_{C4} = \frac{E}{2} - \frac{I_{op}}{2C}t \quad (3.4)$$

Observa-se que as excursões de tensão em  $C_1$  e  $C_4$  apresentam uma forma linear. Durante este estágio, considera-se a corrente de comutação seja constante e igual à corrente de carga.

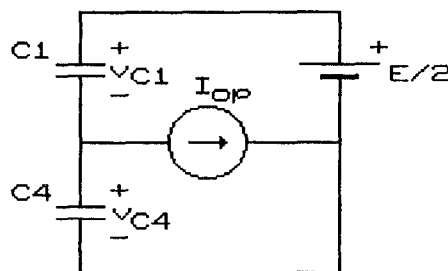


Fig. 3.3 Circuito equivalente da segunda etapa de operação

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Esta é uma etapa de roda livre que inicia quando a tensão no capacitor parasita  $C_1$  em paralelo com a chave  $S_1$  atinge a tensão  $E/2$  e, ao mesmo tempo, a tensão em  $C_4$  chega a zero. Existem dois caminhos possíveis para que a corrente do indutor ressonante  $i_{Lr}$ ; um via  $D_{c1}$  e  $S_2$ , e um outro via  $E_2$ ,  $D_4$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a1}$  e  $S_2$ . Esta divisão de corrente, dar-se-á em função das impedâncias próprias providas pelos caminhos. A ponte retificadora de saída tem todos seus diodos conduzindo; portanto, a tensão de saída está grampeada em zero. Isto se deve à diferença entre a corrente  $I_{op}$  de carga e do indutor  $i_{Lr}$  ressonante; esta última decresce em função das impedâncias encontradas nos caminhos de roda livre. Considera-se, neste estudo, que a corrente  $i_{Lr}$  é aproximadamente igual à corrente de carga  $I_{op}$ .

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

Esta é uma etapa de comutação das chaves semicondutoras  $S_2$  e  $S_3$ , que se inicia quando a chave  $S_2$  é comandada a bloquear. Esta se bloqueia praticamente em zero de tensão, conforme mostra a Fig. 3.2d.

Considera-se nesta etapa que a corrente  $i_{L_{a1}}$  do indutor auxiliar de comutação é constante e igual à  $I_{máxL_{a1}}$ , pois a indutância  $L_{a1}$  é muito maior que  $L_r$ . A tensão no capacitor  $C_2$  cresce até  $E/2$ , e de forma oposta, a tensão no capacitor  $C_3$  decresce de  $E/2$  a zero. Estas evoluções são, agora, de forma co-senoidal.

O circuito equivalente desta etapa de comutação é representado na Fig. 3.4. Os capacitores auxiliares  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  são representados por fontes de tensão CC de mesma amplitude, e iguais a  $E/4$ .

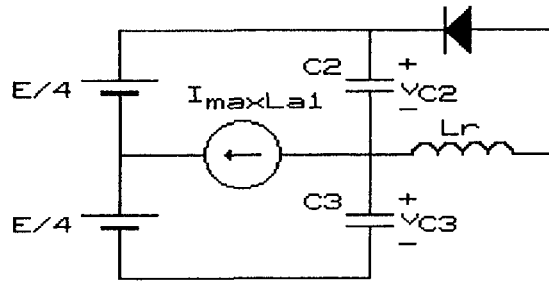


Fig. 3.4 Circuito equivalente da quarta etapa de operação

Na quarta etapa de operação as condições iniciais nos componentes acumuladores de energia são como segue:

$$\begin{aligned}
 i_{L_r}(0) &= I_{op} \\
 v_{C2}(0) &= 0 \\
 v_{C3}(0) &= \frac{E}{2} .
 \end{aligned}$$

A corrente no indutor ressonante  $i_{L_r}$  e a corrente e tensão no capacitor em paralelo com a chave  $S_2$  são expressas por:

$$\begin{aligned}
 i_{L_r}(t) &= (I_{máxL_{a1}} + I_{op}) \cos \omega_r t - I_{máxL_{a1}} \\
 i_{C2}(t) &= \frac{(I_{máxL_{a1}} + I_{op})}{2} \cos \omega_r t \\
 v_{C2}(t) &= (I_{máxL_{a1}} + I_{op}) Z_r \text{ sen } \omega_r t ,
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

onde:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C}} \quad \text{é a impedância de ressonância do circuito e}$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{2L_r C}} \quad \text{é a frequência angular de ressonância.}$$

Convém salientar que a presença do indutor ressonante  $L_r$  é de fundamental importância para a perfeita operação das comutações, ainda que ela represente um aumento da energia circulante (energia reativa) no interior da estrutura, trazendo como consequência uma redução da razão cíclica efetiva. A ausência do indutor de ressonância, ou mesmo sua presença com valores muito pequenos, implicaria uma corrente máxima  $I_{máxLa1}$  no indutor auxiliar maior que a corrente de carga  $I_{op}$ , aumentando as perdas de condução e comprometendo a eficiência global do conversor.

Os valores dos indutores devem ser projetados de modo que esta comutação se realize, antes que a corrente no indutor de ressonância  $L_r$  atinja zero.

e) Quinta Etapa:  $(t_4, t_5)$

Esta etapa inicia depois de finalizada a comutação entre  $S_2$  e  $S_3$ . A entrada em condução de  $S_3$  (via  $D_3$ ) dar-se-á com tensão zero, como pode ser visto nas Figuras 3.2e e 3.5.

Pode-se dividir esta etapa em dois modos: um de devolução da energia armazenada do indutor  $L_r$  para a fonte de alimentação inferior  $E_2$ , quando a corrente  $i_{Lr}$  flui via  $E_2$ ,  $D_4$ ,  $D_3$ , e outro de armazenagem de energia no indutor  $L_r$ , quando a corrente flui via  $E_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ , com direção oposta à do modo anterior. Se houver um desequilíbrio de tensão entre os capacitores auxiliares de comutação  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  e a fonte de alimentação  $E_2$ , aparecerá uma corrente equalizadora via  $D_{c1}$  e  $S_4$ .

As correntes  $i_{Lr}$  e  $i_{La1}$  nos indutores ressonante e auxiliar de comutação, evoluem de forma linear, sendo expressas por:

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{(I_{op} + I_{máxLa1})^2 - \frac{E^2}{4Z_r^2}} - I_{máxLa1} - \frac{E}{2L_r}t \quad (3.6)$$

$$i_{La1}(t) = I_{máxLa1} - \frac{E}{4L_{a1}}t \quad . \quad (3.7)$$

f) Sexta Etapa:  $(t_5, t_6)$

Inicia quando a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}$  atinge o valor da corrente de carga  $I_{op}$ . Durante esta etapa ocorre a transferência de energia da fonte  $E_2$  para a carga via  $S_3$  e  $S_4$ , conforme é mostrado na Fig. 3.2f.

O segundo semiperíodo se processa de modo idêntico ao primeiro, como visto anteriormente, pois o conversor opera de modo simétrico. As principais formas de onda teóricas são apresentadas na Fig. 3.5.

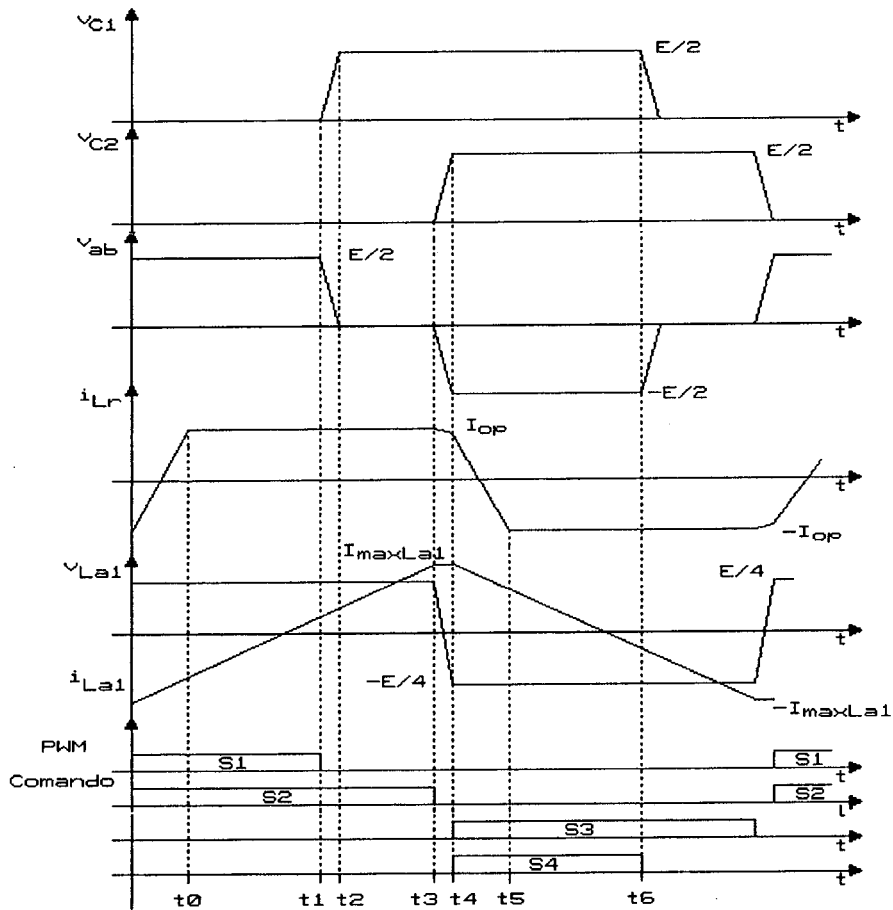


Fig. 3.5 Formas de onda teóricas.

### 3.2.2 - Análise da Comutação

No estudo da comutação das chaves semicondutoras dar-se-á atenção à situação menos favorável, no que diz respeito à energia necessária para a carga e descarga dos capacitores junto às chaves. Constata-se que tal situação ocorre durante a transição entre os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , sendo estas comutações o alvo da discussão que se segue.

Para assegurar que ocorra comutação adequadamente em toda faixa de operação de carga, deve-se garantir que a transição "se realize antes da corrente no indutor de ressonância  $i_{Lr}$  atingir  $I_{op}$ , isto quando a corrente de carga  $I_{op}$  for igual ou maior que a corrente máxima  $I_{máxLa1}$  do indutor auxiliar". Atendendo-se a este compromisso, ainda que o circuito apresente baixo fator de qualidade e/ou esteja operando com pequena razão cíclica, a comutação ocorrerá em tensão nula desde a vazão até plena carga.

Já para o caso onde a corrente  $I_{op}$  é menor que  $I_{máxLa1}$ , não existe o problema pois a energia armazenada no indutor auxiliar deverá ser suficiente, quando adequadamente projetado para realizar a comutação supra citada.

O ponto crítico de comutação é quando a corrente de carga  $I_{op}$  for igual à corrente máxima  $I_{máxLa1}$  do indutor auxiliar. Portanto, para assegurar que as energias armazenadas nos indutores de ressonância e auxiliar de comutação sejam suficientes para carregar e descarregar os capacitores ( $CE^2/4$ ) antes que a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}$  atinja zero, deve-se satisfazer a seguinte inequação:

$$\frac{E}{2} < \sqrt{3} I_{máxLa1} Z_r \quad , \quad (3.8)$$

onde 
$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C}} \quad .$$

Portanto o indutor de ressonância deverá ser

$$L_r > 2 C Z_r^2 \quad (3.9)$$

ou

$$L_r > \frac{C E^2}{6 I_{máxLa1}^2} \quad (3.10)$$

Assume-se que todas as capacitâncias em paralelo com as chaves são iguais e constantes, de valor igual a C.

### 3.2.3 - Característica de Saída

Considerando que o tempo de comutação é pequeno frente ao período de chaveamento, pode-se expressar a tensão de saída por:

$$V_o = \frac{E D_{ef}}{2 n_{tr}} \quad (3.11)$$

sendo  $n_{tr}$  igual à relação de transformação e a razão cíclica  $D_{ef}$  definida como:

$$D_{ef} = D - \Delta \quad (3.12)$$

onde D é a razão cíclica estabelecida pelo circuito de controle/comando e  $\Delta$  representa a redução na razão cíclica provocada pela presença do indutor de ressonância  $L_r$ , em função da tensão de entrada  $E/2$ , da frequência de chaveamento  $f_s$  e da corrente de carga  $I_{op}$ . Estas grandezas são expressas por:

$$\Delta = \frac{8 f_s L_r I_{op}}{E} \quad (3.13)$$

e



$$D = \frac{2T_1}{T} , \quad (3.14)$$

em que  $T_1$  é o intervalo de tempo de condução das chaves  $S_1$  e  $S_4$ , e o período de chaveamento é igual a  $1/f_s$ . Como se observa, a razão cíclica é definida para um semiperíodo.

É importante salientar que o conversor três níveis proposto pode ser comandado por uma estratégia PWM, de maneira igual à dos conversores "Full-Bridge" convencionais, bem como por uma modulação por deslocamento de fase ("Phase-Shift") PWM.

Conforme pode ser observado na forma de onda  $v_{C1}$  na Fig. 3.5, o conversor Três Níveis com circuito auxiliar proposto é naturalmente "Phase-Shift-PWM".

### 3.3 - PROJETO EXEMPLO

Um projeto foi realizado para exemplificar a metodologia proposta, a partir das seguintes especificações:

Potência de Saída	$P_o=1,5\text{kW}$
Tensão de Entrada	$E=600\text{V}$
Tensão de Saída	$V_o=60\text{V}$
Frequência de chaveamento	$f_s=100\text{kHz}$
Razão cíclica efetiva máxima	$D_{ef}=0,78$
Tecnologia das chaves semicondutoras	MOSFET

#### 3.3.1 - Cálculo da Corrente Máxima $I_{op}$ de Saída no Primário

A corrente  $I_{op}$  é calculada a partir da escolha da relação de transformação  $n_{tr}$ . Então, fazendo  $n_{tr}=3$  tem-se

$$I_{op} = \frac{P_o}{n_{tr} V_o} = \frac{1,5kW}{3 \cdot 60V}$$

$$I_{op} = 8,3A \quad .$$

### 3.3.2 - Cálculo da Indutância Ressonante

Estipulada a máxima redução de razão cíclica permitida em 20%, pode-se estabelecer:

$$L_r < \frac{\Delta E}{8f_s I_{op}} = \frac{0,2 \cdot 300V}{8 \cdot 100kHz \cdot 8,3A}$$

$$L_r < 18,0\mu H \quad .$$

O valor escolhido para o indutor de ressonância  $L_r$  foi  $16\mu H$ .

### 3.3.3 - Cálculo da Corrente Máxima $I_{máxLal}$ do Indutor Auxiliar

A corrente máxima do indutor auxiliar de comutação é calculada como segue:

$$I_{máxLal} = \sqrt{\frac{E^2 C}{6L_r}} = \sqrt{\frac{(600V)^2 \cdot 500pF}{6 \cdot 16\mu H}}$$

$$I_{máxLal} = 1,4A \quad .$$

Uma capacitância  $C$  de valor igual a  $500pF$  foi adotada no projeto e representa o valor típico de capacitância de saída dos MOSFETs.

### 3.3.4 - Cálculo da Indutância Auxiliar de Comutação

$$L_{al} < \frac{E}{16I_{máxLal} f_s} = \frac{600V}{16 \cdot 1,5A \cdot 100kHz}$$

$$L_{al} < 268,0\mu H \quad .$$

O valor escolhido para o indutor auxiliar de comutação  $L_{al}$  foi  $250\mu H$ . Portanto, a corrente máxima  $I_{máxLal}$  é igual à  $1,5A$  e a corrente eficaz no indutor auxiliar é  $0,87A$ .

### 3.3.5 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves S<sub>1</sub> e S<sub>4</sub>

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras S<sub>1</sub> e S<sub>4</sub> é dada por:

$$I_{efS14}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{\Delta T_s}{4}} \left[ \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} \right]^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_s}{2}}^{\frac{D T_s}{2}} I_{op}^2 dt \right] \quad (3.15)$$

$$I_{efS14} = \sqrt{\frac{I_{op}^2}{2} \left[ D - \frac{5}{6} \Delta \right]} \quad (3.16)$$

### 3.3.6 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves S<sub>2</sub> e S<sub>3</sub>

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras S<sub>2</sub> e S<sub>3</sub> é dada por:

$$I_{efS23}^2 = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{t_i}^{\frac{\Delta T_s}{2}} \left[ \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} - I_{op} + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right]^2 dt + \int_{\frac{\Delta T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \left[ I_{op} + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right]^2 dt \right] \quad (3.17)$$

onde t<sub>i</sub> é dado por:

$$t_i = \frac{\Delta T_s (I_{máxLal} + I_{op})}{4 [\Delta I_{máxLal} + I_{op}]}$$

$$I_{efS23} = \sqrt{\frac{1}{12} \left[ (2 \Delta I_{máxLal} + I_{op} - I_{máxLal})^2 \left( \frac{\Delta}{\Delta I_{máxLal} + I_{op}} - \frac{1}{I_{máxLal}} \right) + \frac{(I_{máxLal} + I_{op})^2}{I_{máxLal}} \right]} \quad (3.18)$$

### 3.3.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub> é dado por:

$$I_{medD} = \frac{-1}{T_s} \left[ \int_0^{t_i} \left( \frac{4 I_{op} t}{\Delta T_s} - I_{op} + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right) dt \right] \quad (3.19)$$

$$I_{medD} = \frac{1}{8} \Delta \frac{(I_{máxLal} + I_{op})^2}{[\Delta I_{máxLal} + I_{op}]} \quad (3.20)$$

### 3.3.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{c1}$ e $D_{c2}$

A corrente média nos diodos  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$  é dada por:

$$I_{medDc} = \frac{1}{T_s} \int_{\frac{D T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} I_{op} dt \quad (3.21)$$

$$I_{medDc} = \frac{I_{op}}{2} (1 - D) \quad (3.22)$$

### 3.3.9 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos $D_{r1}$ e $D_{r2}$

A corrente média nos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  é dada por:

$$I_{medDr} = \frac{n_{tr}}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} I_{op} dt \quad (3.23)$$

$$I_{medDr} = \frac{1}{2} n_{tr} I_{op} \quad (3.24)$$

### 3.3.10 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras

Considerando como sendo MOSFETs as chaves semicondutoras, as perdas destas podem ser expressas por:

$$P_{conds} = 2 R_{ds} [I_{efS14}^2 + I_{efS23}^2] \quad (3.25)$$

$$P_{S14} = 2 [R_{ds} I_{efS14}^2 + V_{thd} I_{med}] \quad (3.26)$$

$$P_{S23} = 2 [R_{ds} I_{efS23}^2 + V_{thd} I_{med}] \quad (3.27)$$

### 3.3.11 - Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores

As perdas nos diodos grampeadores podem ser expressas por:

$$P_{condDc} = 2 V_{thd} I_{medDc} \quad (3.28)$$

### 3.3.12 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores

As perdas nos diodos retificadores podem ser expressas por:

$$P_{condDr} = 2 V_{thd} I_{medDr} \quad (3.29)$$

## 3.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

### 3.4.1 - Resultados de Simulação

Foi implementado em laboratório um protótipo baseado nos valores encontrados no projeto exemplo. De maneira a verificar o princípio de operação e validar as expressões matemáticas uma simulação digital (PROSCES) foi realizada. Adotando os seguintes dados como parâmetros:

$E=600V$	$f_s=100kHz$
$I_{op}=8,3A$	$C=500pF$
$L_r=16\mu H$	$D=0,78$
$L_{al}=250\mu H$	$n_{tr}=3$

Os resultados de simulação são mostrados na Fig. 3.6 para plena carga ( $I_o=25A$ ) e na Fig. 3.7 para uma corrente de carga refletida no primário igual a 1A, mostrando a tensão e corrente sobre os MOSFETs, tensão e corrente no indutor auxiliar, tensão entre os pontos "a" e "b" e a corrente no indutor de ressonância, e a tensão de saída retificada.

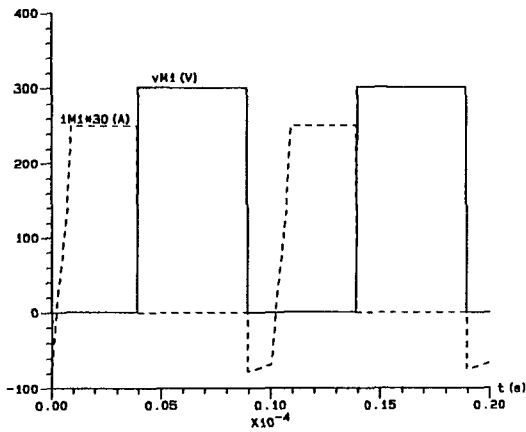


Fig. 3.6a Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$  para  $I_{op}=8,3A$ .

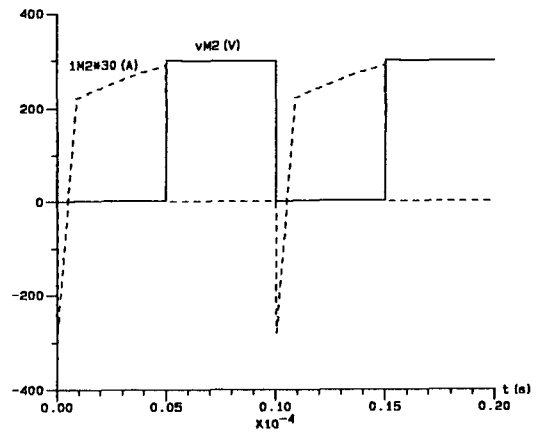


Fig. 3.6b Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_2$  para  $I_{op}=8,3A$ .

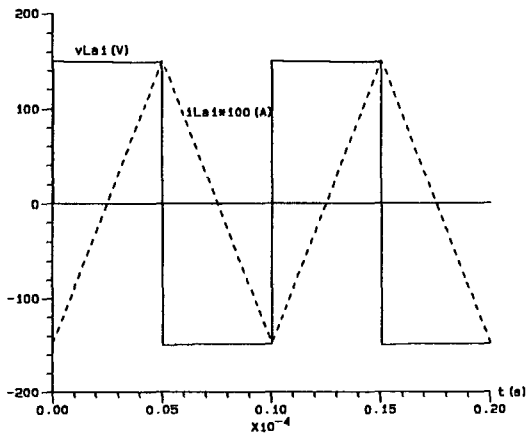


Fig. 3.6c Tensão e corrente no indutor auxiliar para  $I_{op}=8,3A$ .

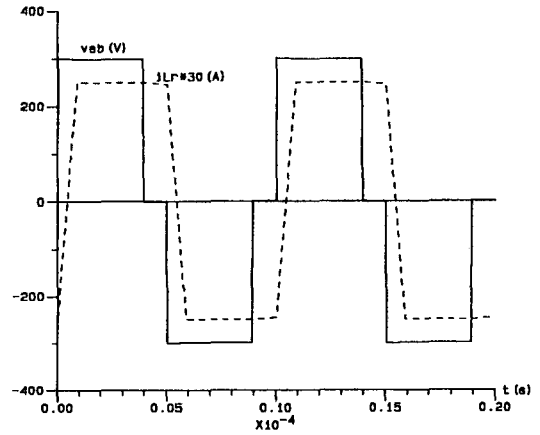


Fig. 3.6d Tensão entre os pontos "a" e "b" e corrente no indutor  $L_r$  para  $I_o=8,3A$ .

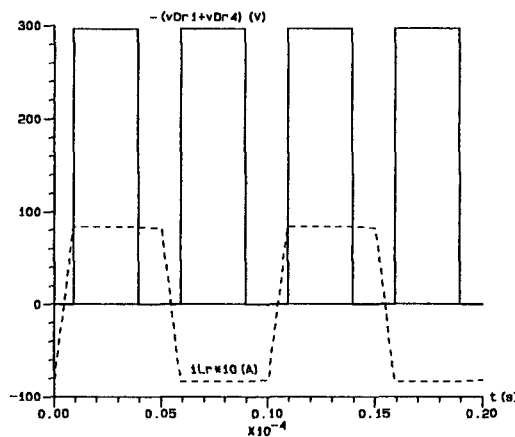


Fig. 3.6e Tensão de saída retificada e corrente  $i_{L_r}$  para  $I_{op}=8,3A$ .

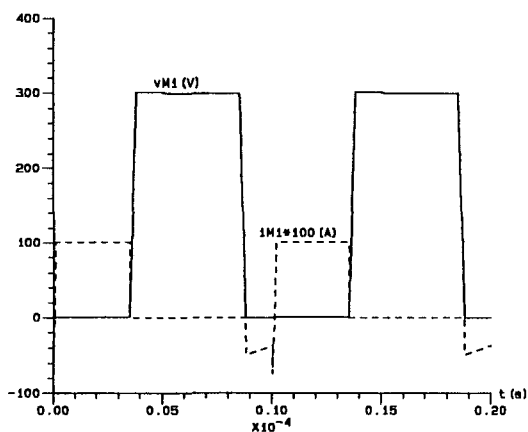


Fig. 3.7a Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$  para  $I_{op}=1A$ .

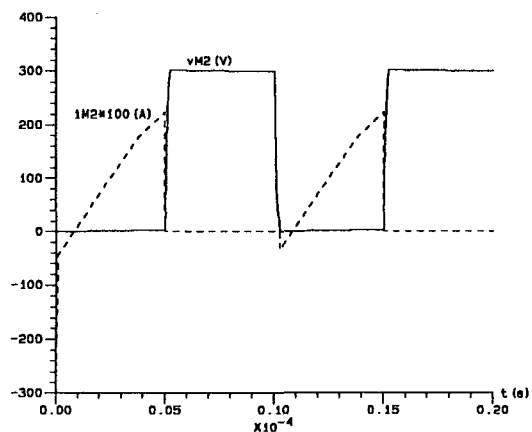


Fig. 3.7b Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_2$  para  $I_{op}=1A$ .

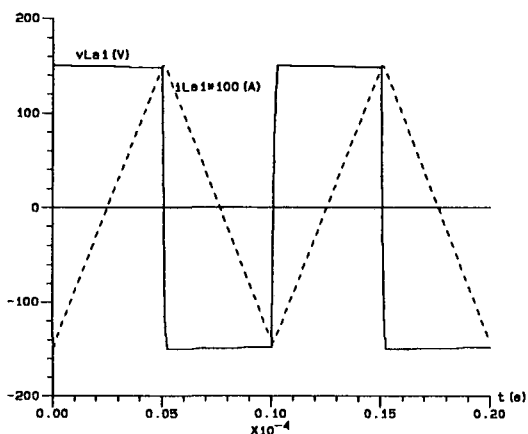


Fig. 3.7c Tensão e corrente no indutor auxiliar para  $I_{op}=1A$ .

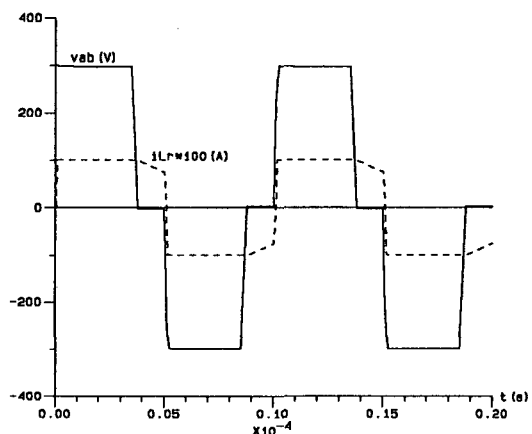


Fig. 3.7c Tensão entre os pontos "a" e "b" e cor. no indutor de ressonância para  $I_{op}=1A$ .

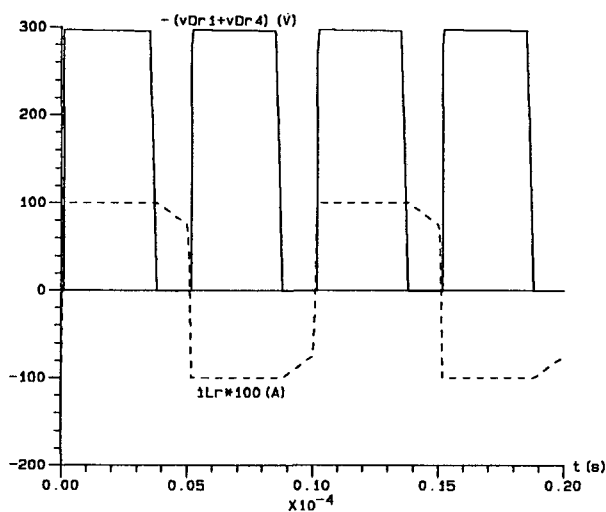


Fig. 3.7e Tensão de saída retificada e corrente  $i_{Lr}$  para  $I_{op}=1A$ .

### 3.4.2. - Resultados Experimentais

A Fig. 3.8 mostra o circuito do estágio de potência, implementado em laboratório, especificando os componentes utilizados. O indutor ressonante é constituído pela indutância de dispersão do transformador isolador ( $4\mu\text{H}$ ) somado a um indutor externo ( $12\mu\text{H}$ ).

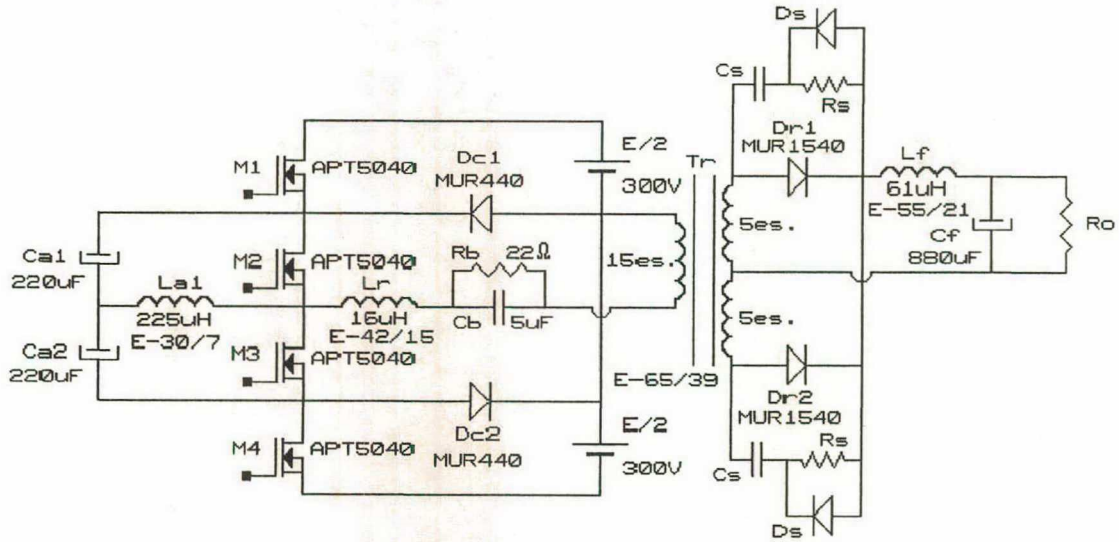


Fig. 3.8 Protótipo implementado em laboratório.

As figuras 3.9 e 3.10 apresentam as fotografias tirada da tensão dreno-fonte e corrente de dreno dos MOSFETs  $M_1$  e  $M_2$ , respectivamente, para uma razão cíclica efetiva igual a 0,6 e a plena carga.

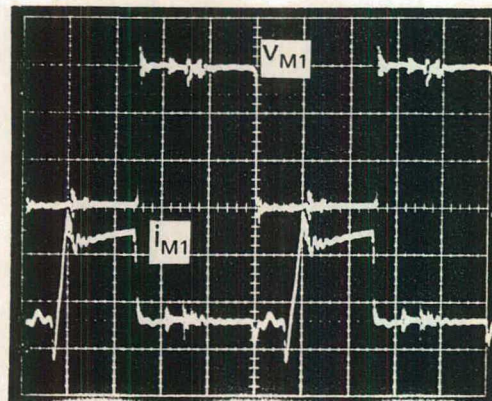


Fig. 3.9 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$  para  $I_{op}=8,3\text{A}$ . Escalas:  $100\text{V/div}$ ,  $10\text{A/div}$ ,  $2\mu\text{s/div}$



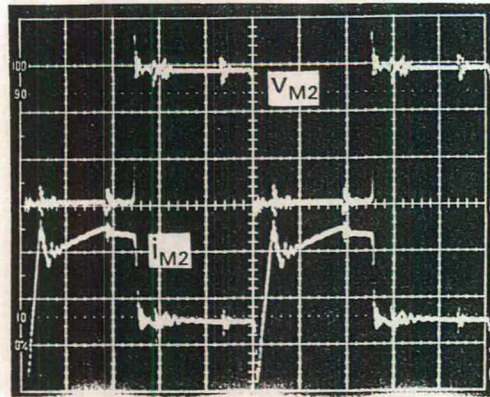


Fig. 3.10 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_2$  para  $I_{op}=8,3A$ . Escalas: 100V/div, 10A/div, 2 $\mu$ s/div

Na Fig. 3.11 são apresentadas a tensão  $v_{ab}$  e a corrente do indutor de ressonância  $i_{Lr}$  e, na Fig. 3.12, a tensão e a corrente do indutor auxiliar  $i_{La1}$ , observadas em laboratório.

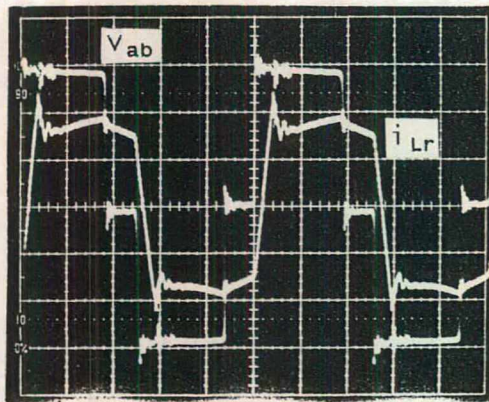


Fig. 3.11 Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor de ressonância  $i_{Lr}$ . Escalas: 100V/div, 10A/div, 2 $\mu$ s/div

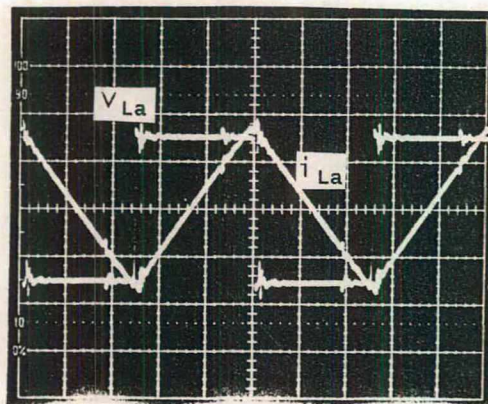


Fig. 3.12 Tensão e corrente no indutor auxiliar de comutação  $i_{La1}$ . Escalas: 100V/div, 1A/div, 2 $\mu$ s/div

A Fig. 3.13 ilustra medidas experimentais realizadas em função da corrente de carga, para três valores diferentes de razão cíclica ( $D=0,6$ ,  $D=0,7$  e  $D=0,8$ ). Observe-se que as curvas representam uma fonte de tensão com uma determinada impedância de saída ( $75\Omega$ ). Quanto menor for o valor desta impedância, tanto melhor será a regulação de saída.

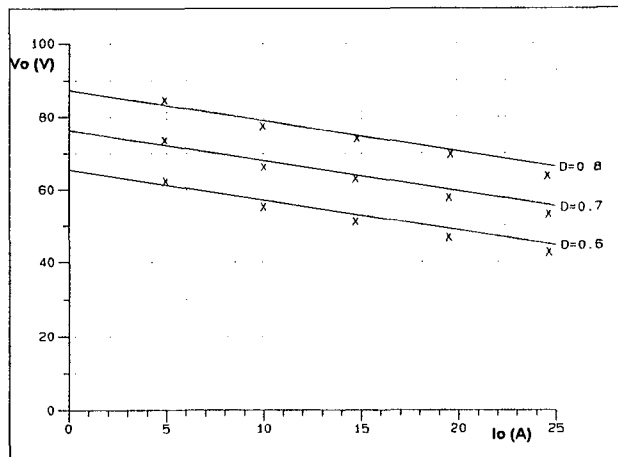


Fig. 3.13 Tensão de saída versus corrente de carga para razões cíclicas especificadas.

Na Fig. 3.14 é apresentada a curva experimental da eficiência do conversor Três Níveis com circuito auxiliar de comutação proposto em função da corrente de carga, para uma tensão de saída constante de valor igual a 60 Volts. O conversor construído em laboratório apresentou um rendimento de 92% a plena carga.

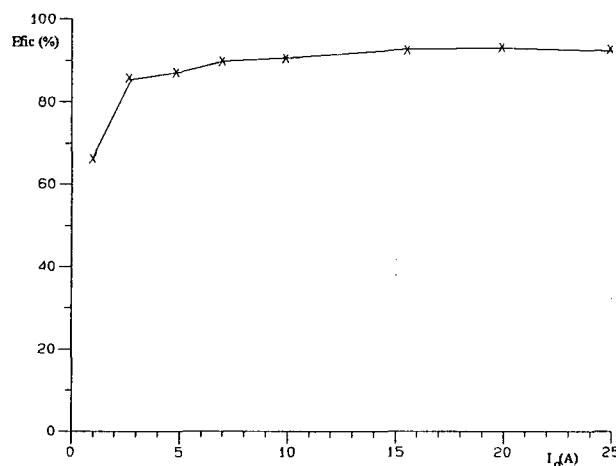


Fig. 3.14. Eficiência versus corrente de carga.

As principais fontes de perdas são nominalmente citadas pela ordem de importância: perdas de condução dos MOSFETs, perdas nos retificadores, perdas magnéticas e perdas no grameador. As perdas de chaveamento são desprezíveis em relação às citadas anteriormente, pois as comutações se realizam no modo zero de tensão ZVS, no qual as perdas na entrada em condução inexistem e as perdas no bloqueio são muito pequenas.

### 3.5 - CONCLUSÃO

Um conversor CC-CC Três Níveis comutando sob zero de tensão, operando em frequência constante e modulado por largura de pulso (TL-ZVS-PWM) com circuito auxiliar de comutação foi proposto, com a finalidade de estender a faixa de operação de carga.

Estudos teóricos e simulações, projeto e implementação de um protótipo foram realizados, com potência nominal igual à 1,5kW, frequência de chaveamento constante de 100kHz, e tensões de entrada e saída iguais à 600V e 60V, respectivamente. Foi obtida experimentalmente uma eficiência de aproximadamente 92%, com o conversor operando à plena carga. Como maiores responsáveis pelas perdas de energia pode-se apontar as perdas na condução das chaves ativas (no caso, MOSFETs), seguida pelas perdas na condução dos diodos retificadores de saída

O conversor TL-ZVS-PWM proposto mostrou-se, em laboratório, extremamente robusto, no que se refere a curto-circuito das chaves semicondutoras, devido à presença do tiristor dual. Esta é, sem sombra de dúvida, uma importante virtude, tanto mais se for levado em consideração o agravante de que o conversor três níveis é naturalmente apropriado para aplicações de SMPS

com altas tensões de entrada. Outra característica, digna de ser ressaltada, é a sua versatilidade, podendo o conversor ser comandado por uma estratégia PWM ou por "Phase-Shift" PWM.

Do ponto de vista de suas características externas, o conversor TL-ZVS-PWM opera da mesma forma que o conversor FB-ZVS-PWM.

# CAPÍTULO 4

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM COM DOIS CIRCUITOS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO

### 4.1 - INTRODUÇÃO

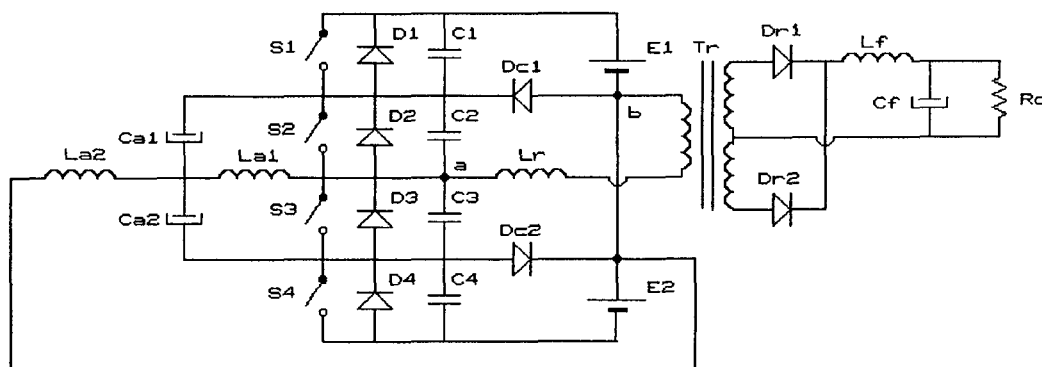
Neste capítulo é introduzido um conversor CC-CC Três Níveis ZVS-PWM que pode comutar todas as chaves semicondutoras de potência sob zero de tensão, independentemente da impedância do estágio de saída do conversor ou do fato de ser isolado ou não isolado. Esta propriedade é obtida devido à presença de dois circuitos auxiliares de comutação (CAC).

O conversor aqui em estudo possui característica de saída semelhante aos dos apresentados nos capítulos 2 e 3, porém existem duas importantes diferenças. A primeira é a presença de um segundo circuito de comutação auxiliar, que permite a transição das chaves com comutação suave, mesmo desconectando o indutor ressonante, o transformador e o estágio de saída do circuito. Permitindo, portanto, operar a vazio (sem carga). Além disso, ao manter-se a comutação em tempos pré-estabelecidos, garante-se que as características de saídas para cargas leves (pequenas) sejam independentes do tempo de comutação. A segunda reside no comando, o qual é do tipo Modulação por Deslocamento de Fase ("Phase-Shift") [1,2], em que cada chave semicondutora de potência conduz durante metade do período, possibilitando a inclusão de dois circuitos auxiliares.

Como desvantagens desse conversor em relação ao apresentado no capítulo 2 têm-se o maior número de componentes e a menor eficiência, devido ao aumento da energia reativa circulante na estrutura, como será discutido a seguir.

## 4.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O estágio de potência do conversor Três Níveis ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação é mostrado conforme ilustra a Fig. 4.1.



*Fig. 4.1 Conversor Três Níveis ZVS-PWM com 2 circuitos auxiliares de comutação*

As chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são comandadas por uma seqüência de sinais como é ilustrado na Fig. 4.2. Todas as chaves são acionadas por um sinal que permanece em nível alto durante 50% do período de chaveamento. As chaves  $S_1$  e  $S_4$  são comandadas a partir de um atraso de tempo controlável,  $\theta/\omega_s$ , com respeito aos sinais  $S_3$  e  $S_2$ , respectivamente. Pelo controle deste atraso de tempo (defasagem), regula-se a tensão de saída do conversor. Este procedimento é algo similar ao adotado no controle da razão cíclica do conversor PWM.

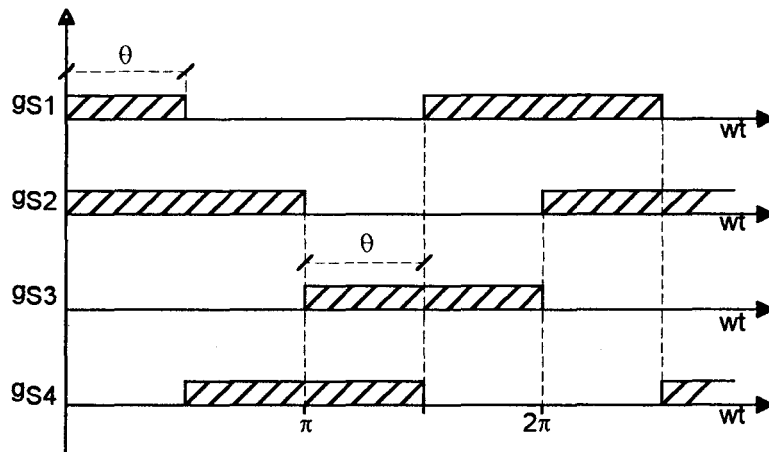


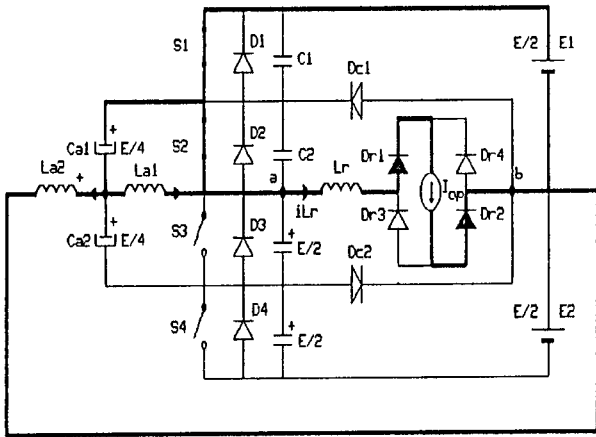
Fig. 4.2 Comando "Phase-Shift" PWM

#### 4.2.1 - Princípio de operação

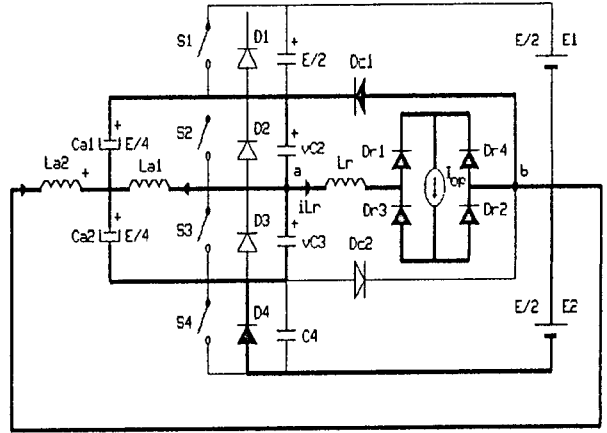
O conversor TL-ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação possui seis etapas de operação, conforme é mostrado na Fig. 4.3, que serão descritas a seguir.

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

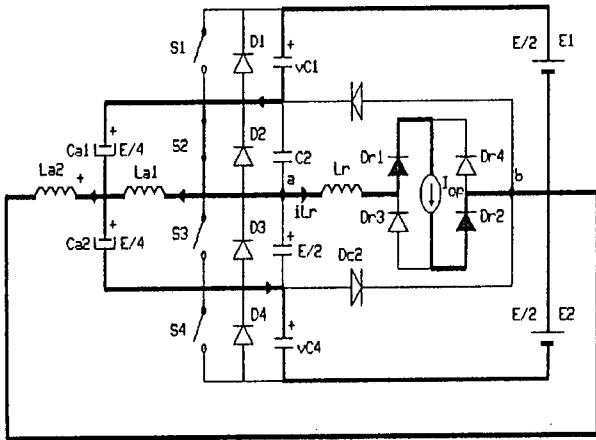
Durante esta primeira etapa ocorre a transferência de potência da fonte de entrada  $E_i$  ( $E/2$ ) para a carga, pois as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo. A corrente no indutor  $L_r$  de ressonância é igual à corrente  $I_{op}$  de carga. Tanto a corrente  $i_{L_{a1}}$  no indutor  $L_{a1}$  auxiliar de comutação quanto a corrente  $i_{L_{a2}}$  no indutor  $L_{a2}$  auxiliar de comutação crescem de maneira linear.



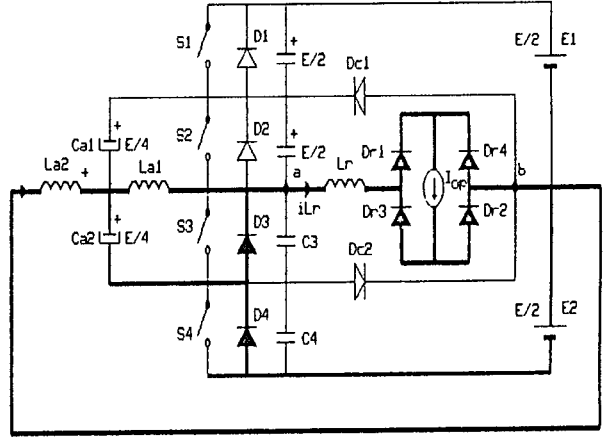
4.3a Primeira Etapa



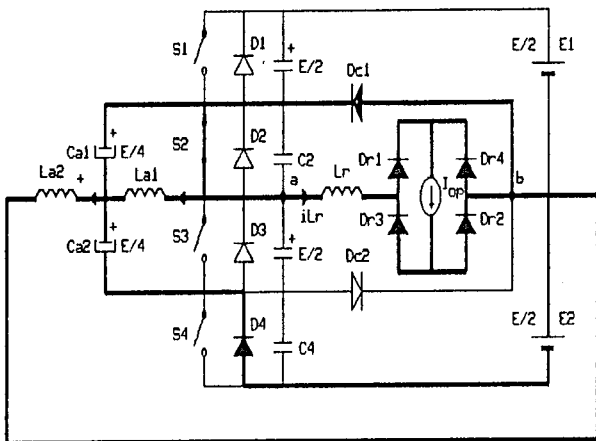
4.3d Quarta Etapa



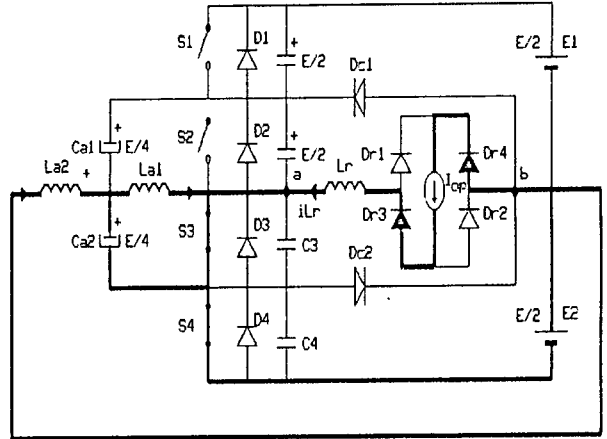
4.3b Segunda Etapa



4.3e Quinta Etapa



4.3c Terceira Etapa



4.3f Sexta Etapa

Fig. 4.3 Modos de Operação do Conversor TL-ZVS-PWM com 2 CAC's



b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

Esta é uma etapa de comutação, que inicia quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada. Durante esta etapa a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}$  permanece igual à corrente de carga  $I_{op}$ , assim como a corrente  $i_{La2}$  permanece aproximadamente igual a  $I_{máxLa2}$ .

A corrente  $i_{La1}$  no indutor auxiliar de comutação continua a crescer linearmente.

Esta etapa finaliza quando a tensão  $v_{C1}$  atinge  $E/2$  e, ao mesmo tempo, a tensão  $v_{C4}$  zero Volt.

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Esta etapa é de roda livre, na qual não se transfere energia para a carga. Existem dois caminhos para que a corrente  $i_{Lr}$  do indutor ressonante flua; um via  $D_{c1}$  e  $S_2$ ; e o outro via  $E_2$ ,  $D_4$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{a1}$  e  $S_2$ . A divisão de corrente será em função das impedâncias próprias dos caminhos. A saída encontra-se curto-circuitada, pois o retificador de saída tem todos os seus diodos conduzindo, fazendo com que a tensão de saída permaneça grampeada a zero volts.

A corrente  $i_{La1}$  cresce, enquanto a corrente  $i_{La2}$  decresce, ambas de forma linear.

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

Esta é uma etapa de comutação entre as chaves semicondutoras  $S_2$  e  $S_3$ , que inicia no instante em que  $S_2$  é bloqueada.

Durante esta etapa a corrente  $i_{La1}$  é praticamente constante e igual a  $I_{máxLa1}$ . A tensão  $v_{C2}$  no capacitor  $C_2$  cresce até  $E/2$ , e de forma contrária, a tensão  $v_{C3}$  no capacitor  $C_3$  decresce de  $E/2$  a zero. As tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C2}$  apresentam evoluções co-senoidais.

e) Quinta Etapa:  $(t_4, t_5)$

Após finalizada a comutação entre as chaves semicondutoras  $S_2$  e  $S_3$ , a corrente  $i_{La1} + i_{Lr}$

passa a fluir, pelo diodo D3. Pode-se dividir esta etapa em dois modos : um de devolução da energia armazenada no indutor  $L_r$  para a fonte de entrada  $E_2$ ; e outro de armazenagem de energia no indutor  $L_r$ , mas em direção oposta. Não há transferência de energia para a carga. As correntes  $i_{La1}$  e  $i_{La2}$ , nos indutores auxiliares de comutação, decrescem linearmente.

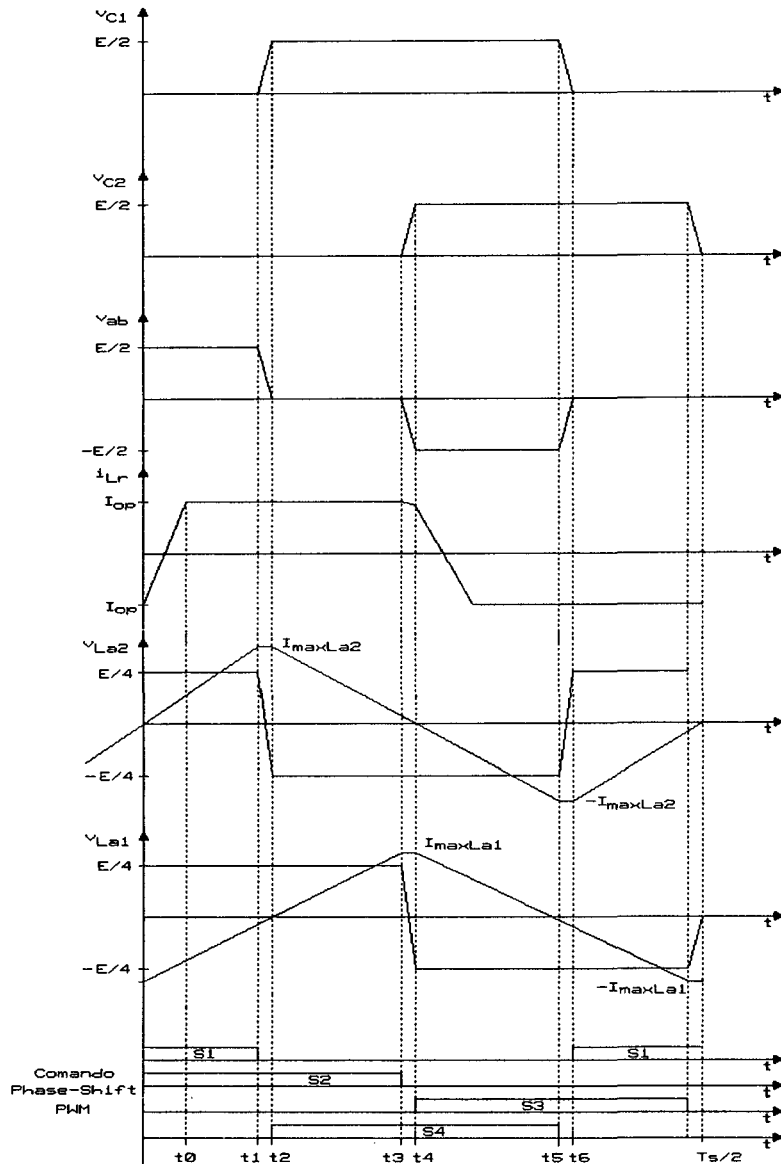


Fig. 4.4 Principais Formas de Onda Teóricas

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

Esta etapa inicia quando a corrente  $i_{Lr}$  atinge o valor da corrente de carga. Durante esta etapa ocorre a transferência de energia da fonte  $E_2$  para a carga, via  $S_3$  e  $S_4$ .

As próximas etapas se processam de maneira análoga às apresentadas anteriormente, pois o conversor opera de modo simétrico, como pode ser observado nas principais formas de onda apresentadas na Fig. 4.4.

## 4.3 - ESTUDO ANALÍTICO

### 4.3.1 - Característica de Saída

A característica de saída ( $V_o \times I_o$ ) do conversor em estudo é a mesma do apresentado no capítulo 2, cuja a tensão de saída é dada por:

$$V_o = \frac{E}{2n_{tr}} \cdot \left( D - \frac{8f_s L_r I_o}{E} \right) = \frac{ED}{2n_{tr}} - \frac{4f_s L_r}{n_{tr}} I_o \quad (4.1)$$

Normalizando a tensão de saída,  $q=2V_o/E$ , e a corrente de saída,  $p=2Z_r I_o/E$ , e fazendo com que a relação de transformação " $n_{tr}$ " seja igual a unidade, tem-se:

$$q = D - \frac{2}{\pi} \cdot p \quad (4.2)$$

Pode-se, a partir da equação (4.2), traçar a curva característica de saída do conversor, conforme mostra a Fig.4.5.

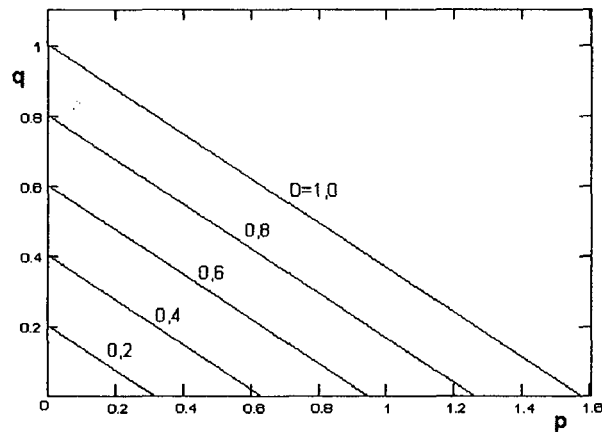


Fig. 4.5 Característica de saída do conversor TL-ZVS-PWM

### 4.3.2 - Análise da Comutação

Durante um semiciclo de operação existem duas comutações, a saber, entre as chaves  $S_1$  e  $S_4$  e entre  $S_2$  e  $S_3$ . Estas se realizam de formas diferentes, conforme serão discutidas a seguir:

a) Comutação entre  $S_1$  e  $S_4$ :

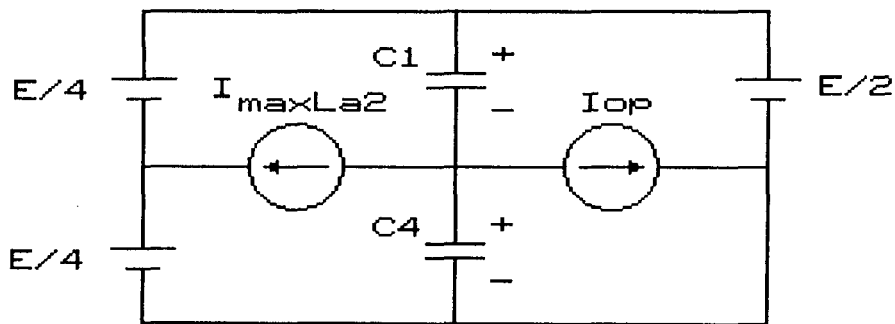


Fig. 4.6 Circuito equivalente da comutação entre  $S_1$  e  $S_4$

As comutações entre  $S_1$  e  $S_4$  sempre ocorre com a corrente  $I_{op}$  de carga fazendo parte do processo. O circuito equivalente desta comutação é mostrado na Fig. 4.6.

Durante esta comutação as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_4$  evoluem de maneira linear,

até o instante em que  $v_{C4}(t)$  torna-se igual a zero ( $E/2$ ) e  $v_{C1}(t)$  atinge o valor de  $E/2$  (zero).

O tempo de duração desta comutação é obtido pela seguinte equação:

$$\Delta t_{c1-4} = \frac{2C \cdot E/2}{I_{op} + I_{máxLa2}} \quad (4.3)$$

Para garantir que a comutação se realize sob tensão nula, mesmo quando a corrente  $I_{op}$  for igual a zero, em um tempo máximo pré-estabelecido dado por  $\Delta t_{C1-4}$ , a corrente  $I_{máxLa2}$  deve ser:

$$I_{máxLa2} \geq \frac{CE}{\Delta t_{c1-4}} \quad (4.4)$$

b) Comutação entre  $S_2$  e  $S_3$ :

Primeiramente, discutir-se-á a respeito da necessidade da indutância  $L_r$  no circuito. Após provar-se a importância deste elemento, será estabelecido um procedimento para definição de seu valor.

Como passo inicial, supor-se-á a não-existência de  $L_r$ . Conforme mostra Fig. 4.7, quando o capacitor  $C_3$  começa a se descarregar. Sua tensão torna-se menor do que  $E/2$ , impondo o bloqueio de  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  e a entrada em condução de  $D_{r4}$  e  $D_{r3}$ . A corrente disponível no nó  $a$  para realizar o carregamento/descarregamento dos capacitores é  $(I_{La1} - I_{op})$ . Se  $I_{La1}$  for menor que  $I_{op}$ , a corrente resultante tem sinal oposto ao desejado, impedindo que se realize comutação sob tensão zero. Portanto, para que haja a possibilidade de tal comutação, quando  $L_r$  não está presente, é necessário que  $I_{máxLa1}$  seja maior do que  $I_{op}$ , o que se traduz em grandes perdas de condução nas chaves.

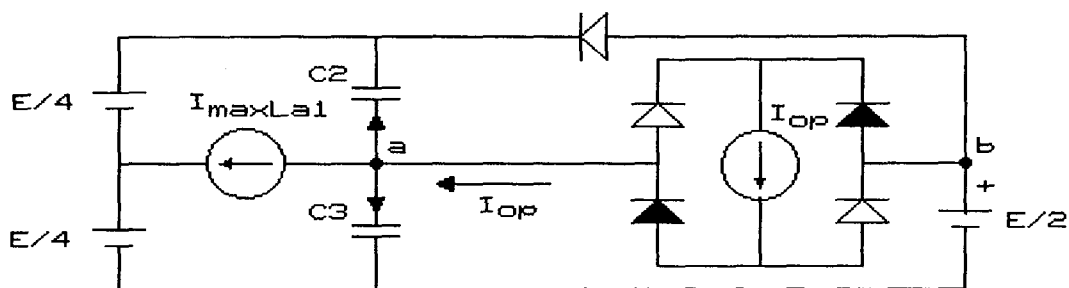


Fig. 4.7 Comutação sem indutor de ressonância

Se for de interesse que a corrente máxima através da chave não seja muito maior do que a corrente máxima da carga, a corrente  $I_{\max La1}$  deverá ser menor que  $I_{op\max}$ . Nestas circunstâncias, faz-se mister incluir no circuito um indutor ressonante (Fig. 4.8).

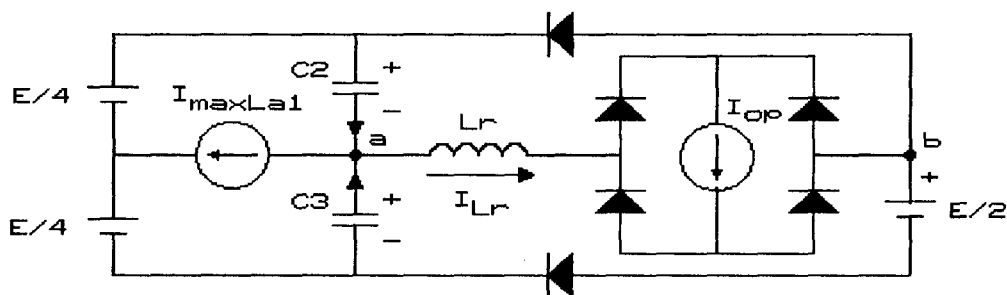


Fig. 4.8 Circuito equivalente da comutação entre  $S_2$  e  $S_3$

O caso crítico desta comutação ocorre quando  $I_{op}$  é igual a  $I_{\max La1}$ . A transição das tensões deve então estar concluída no instante em que a corrente no indutor  $L_r$  atinge o valor  $-I_{\max La1}$ , pois neste instante a corrente disponível no nó  $a$  é nula. Sabendo-se que:

$$i_{Lr(t)} = (I_{op} + I_{\max La1}) \cdot \cos \omega_r t - I_{\max La1} \quad (4.5)$$

e

$$v_{C2(t)} = Z_r \cdot (I_{op} + I_{\max La1}) \cdot \sin \omega_r t \quad (4.6)$$

Fazendo  $i_{Lr}(t_c) = -I_{\max La1}$  e  $I_{op} = I_{\max La1}$ , em que  $t_c$  = tempo final de comutação bem sucedida.

Então, substituindo em (4.5), tem-se

$$-I_{\max La1} = 2I_{\max La1} \cdot \cos \omega_r t_c - I_{\max La1} \quad (4.7)$$

portanto

$$\omega_r t_c = \frac{\pi}{2} \quad (4.8)$$

Substituindo-se o valor de (4.7) em (4.6), para caso crítico, pode-se calcular o valor de  $I_{m\acute{a}xLal}$  que garante comutação sob tensão nula em toda faixa de carga.

$$\frac{E}{2} \leq Z_r \cdot 2I_{m\acute{a}xLal} \quad \therefore \quad I_{m\acute{a}xLal} \geq \frac{E}{4 \cdot Z_r} \quad (4.9)$$

## 4.4 - PROJETO EXEMPLO

Foi realizado um projeto, no qual os principais elementos de circuitos foram calculados a partir das seguintes especificaoes:

Potência de Saída	$\Rightarrow$	$P_o=1,5kW$
Tensão de Saída	$\Rightarrow$	$V_o=60V$
Tensão de Entrada	$\Rightarrow$	$E=600V$
Freqncia de Chaveamento	$\Rightarrow$	$f_s=100kHz$
Razão Cíclica efetiva Máxima	$\Rightarrow$	$D_{ef}=0,6$
Chaves Semicondutoras	$\Rightarrow$	MOSFET

### 4.4.1 - Corrente Máxima $I_{op}$ de Saída no Primário

A corrente  $I_{op}$  é calculada em função da relação de transformação  $n_{tr}$  adotada. Fazendo-se  $n_{tr}=3$ , tem-se:

$$I_{op} = \frac{P_o}{n_{tr} \cdot V_o} = \frac{1,5kW}{3 \cdot 60V}$$

$$I_{op} = 8,3A$$

#### 4.4.2 - Indutância Ressonante $L_r$

Estipulando que a máxima redução de razão cíclica  $\Delta$  permitida seja de 20%, a partir de (4.1) pode-se estabelecer que:

$$L_r < \frac{\Delta E}{8 f_s I_{op}} = \frac{0,2 \cdot 600V}{8 \cdot 100kHz \cdot 8,3A}$$

$$L_r < 18\mu H$$

O valor escolhido foi de  $16\mu H$ .

#### 4.4.3 - Corrente Máxima no Indutor Auxiliar $L_{a2}$

A corrente máxima no indutor auxiliar de comutação é calculada a partir de (4.4), admitindo-se que o tempo máximo de comutação seja igual a 300ns, assim:

$$I_{máxLa2} = \frac{C E}{\Delta t_{cmáx}} = \frac{500pF \cdot 600V}{300ns}$$

$$I_{máxLa2} = 1,0A$$

A capacitância C representa a capacitância de saída do MOSFET de valor igual a 500pF.

#### 4.4.4 - Indutância Auxiliar de Comutação $L_{a2}$

O valor do indutor  $L_{a2}$  auxiliar de comutação é calculado por:

$$L_{a2} = \frac{E}{16 \cdot I_{máxLa2} \cdot f_s} = \frac{600V}{16 \cdot 1A \cdot 100kHz}$$

$$L_{a2} = 375\mu H$$

#### 4.4.5 - Corrente Máxima no Indutor $L_{a1}$

A corrente máxima no indutor auxiliar de comutação é calculada a partir da equação (4.9), assim



$$I_{máxLa1} \geq \frac{E}{4 \cdot \sqrt{\frac{L}{2 \cdot C}}} = \frac{600V}{4 \cdot \sqrt{\frac{16\mu H}{2 \cdot 500pF}}}$$

$$I_{máxLa1} \geq 1,19A$$

#### 4.4.6 - Indutância Auxiliar de Comutação $L_{a1}$

O valor do indutor auxiliar de comutação é calculado por:

$$L_{a1} < \frac{E}{16 \cdot I_{máxLa2} \cdot f_s} = \frac{600V}{16 \cdot 1,19A \cdot 100kHz}$$

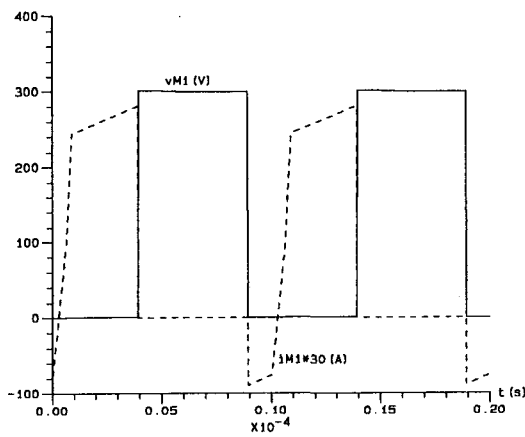
$$L_{a1} < 315\mu H$$

O valor adotado para este indutor auxiliar foi de  $225\mu H$ , resultando, em consequência, em uma corrente máxima de  $1,67A$  e uma corrente eficaz de  $0,96A$ .

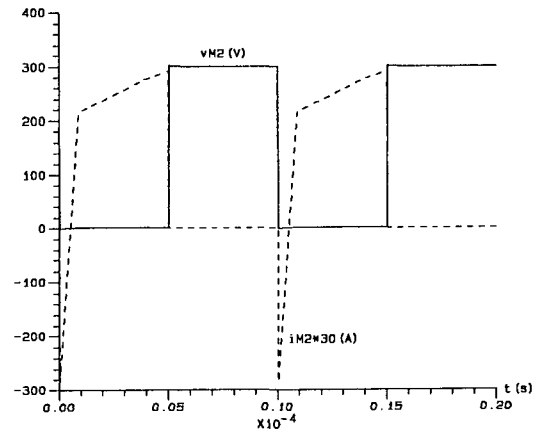
## 4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foram realizadas várias simulações do conversor em estudo, a fim de observar o princípio de operação do conversor e verificar a validade das expressões matemáticas obtidas.

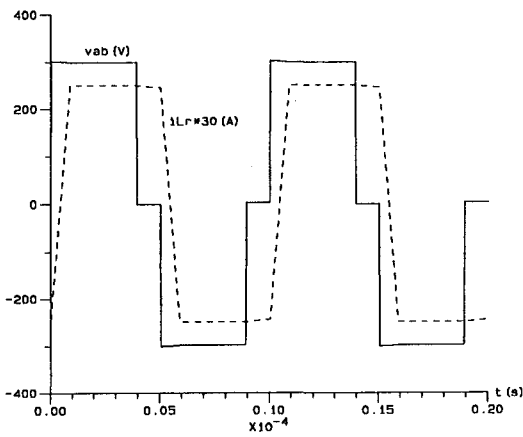
Os resultados de simulação do conversor TL-ZVS-PWM com dois CAC's, operando a plena carga ( $I_{op}=8,3A$ ,  $V_o=60V$ ). Estes são mostrados na Fig. 4.9 para uma razão cíclica de  $0,78$ , que corresponde a um atraso  $\theta/\omega_s$  aproximadamente igual a  $3,9\mu s$  ( $f_s=100kHz$ ). Foi considerado na simulação que as impedâncias de condução de todas as chaves semicondutoras são iguais, assim como também o são suas impedâncias de bloqueio.



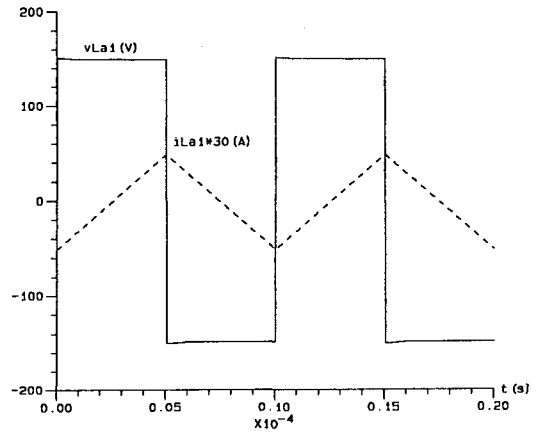
4.9a Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_1$



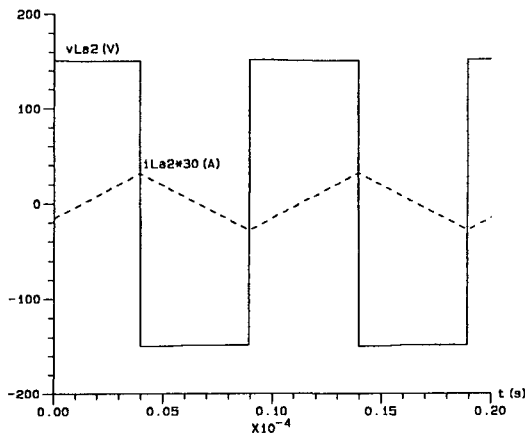
4.9b Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_2$



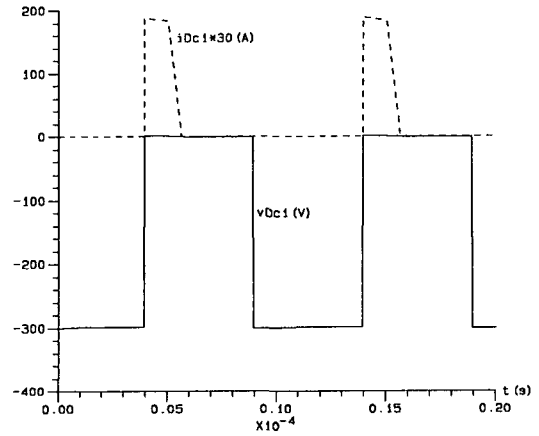
4.9c Tensão  $V_{ab}$  e corrente no indutor  $L_r$



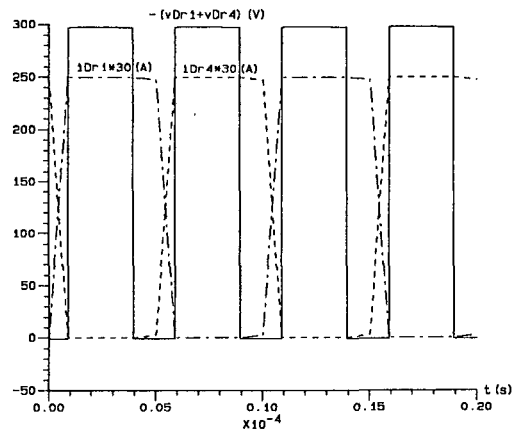
4.9d Tensão e corrente no indutor  $L_{a1}$



4.9e Tensão e corrente no indutor  $L_{a2}$



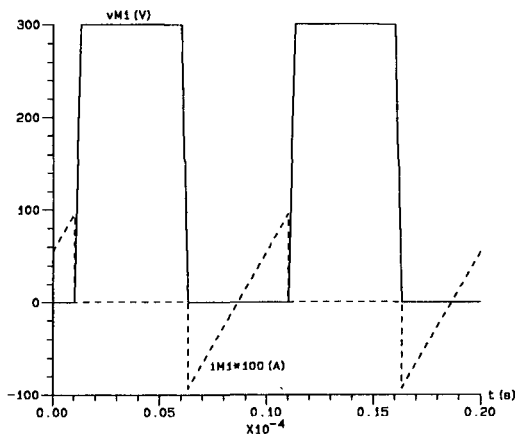
4.9f Tensão e corrente em  $D_r$



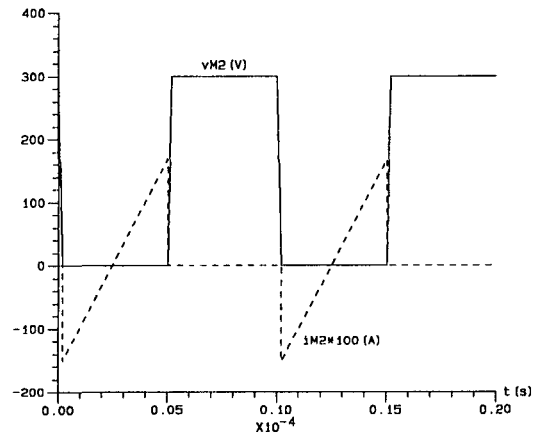
4.9g Tensão retificada e corrente nos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r4}$

Fig. 4.9 Resultados de simulação do conversor com 2 CAC's operando a plena carga

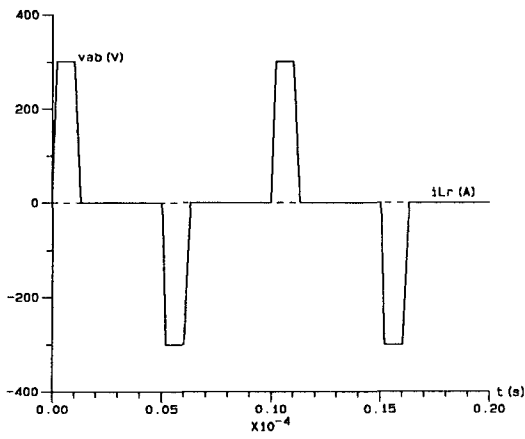
Os resultados de simulação do conversor TL-ZVS-PWM com dois CAC's, operando a vazio ( $I_{op}=0$ ), são mostradas na Fig. 4.10, para uma razão cíclica de 0,2, correspondendo a um atraso  $\theta/\omega_s$  aproximadamente igual a  $1\mu s$  ( $f_s=100kHz$ ).



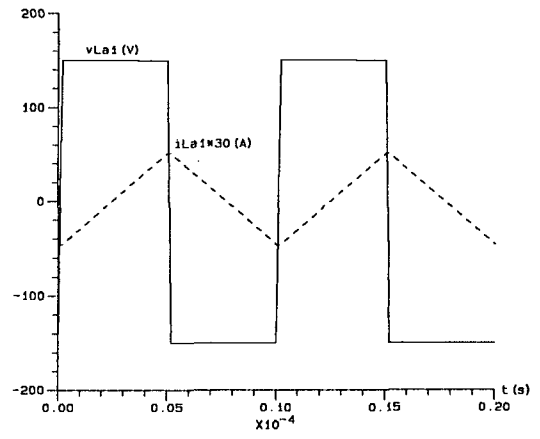
4.10a Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_1$



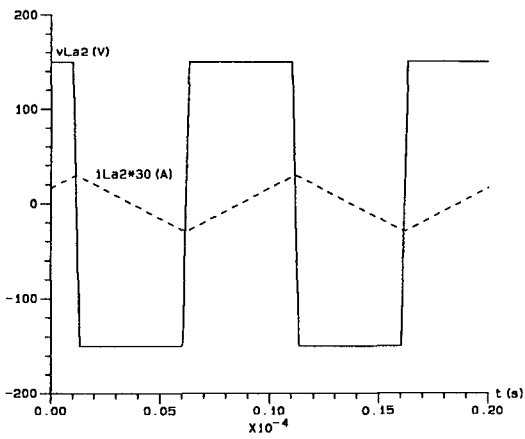
4.10b Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_2$



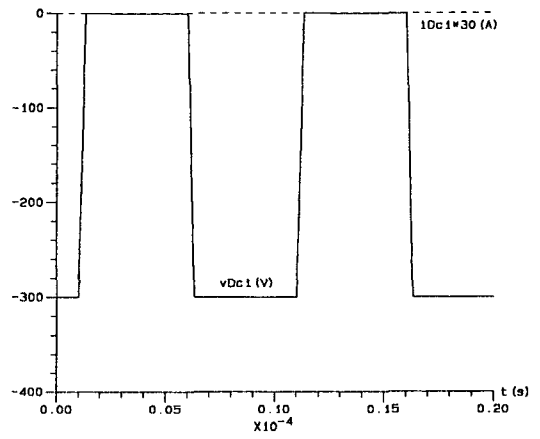
4.10c Tensão  $v_{ab}$  e corrente  $i_{Lr}$



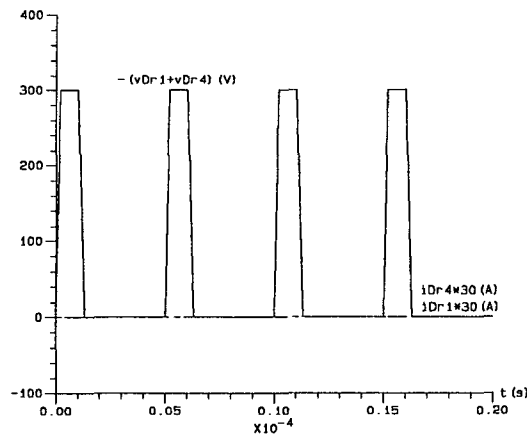
4.10d Tensão e corrente no indutor  $L_{a1}$



4.10e Tensão e corrente no indutor  $L_{a2}$



4.10f Tensão e corrente no diodo  $D_{c1}$



4.10g Tensão Retificada e corrente nos diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r4}$

Fig. 4.10 Resultados de simulação do conversor com 2 CAC's operando a vazio

## 4.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor TL-ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação foi implementado com sucesso em laboratório. Na Fig. 4.11 mostra-se o estágio de potência, especificando os principais componentes. O indutor ressonante é constituído pela indutância de dispersão do transformador ( $4\mu\text{H}$ ) somada a um indutor externo ( $12\mu\text{H}$ ).

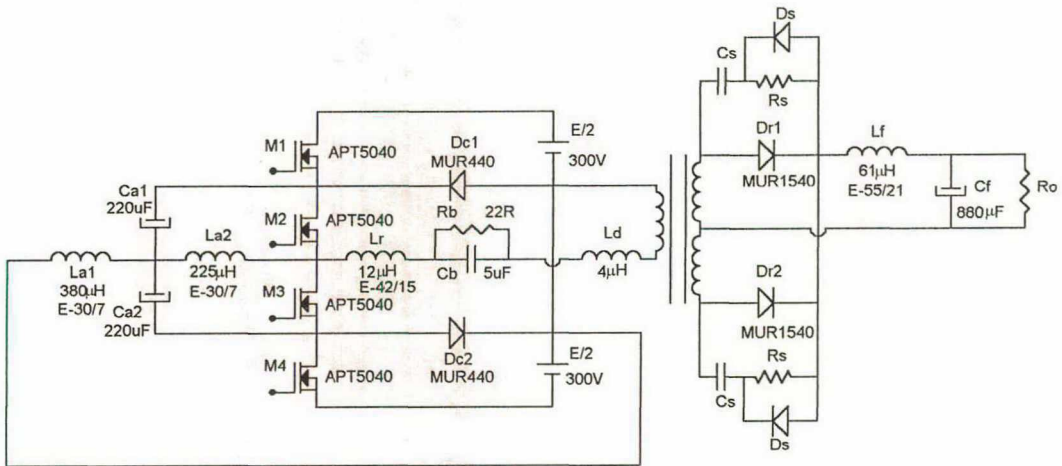


Fig. 4.11 Protótipo implementado em laboratório

Nas figuras 4.12 a 4.17 são apresentadas as fotografias tiradas das principais grandezas dos circuitos, para uma razão cíclica efetiva de aproximadamente igual a 0,6, com o circuito operando a plena carga ( $V_o=60\text{V}$ ,  $P_o=1500\text{W}$ ).

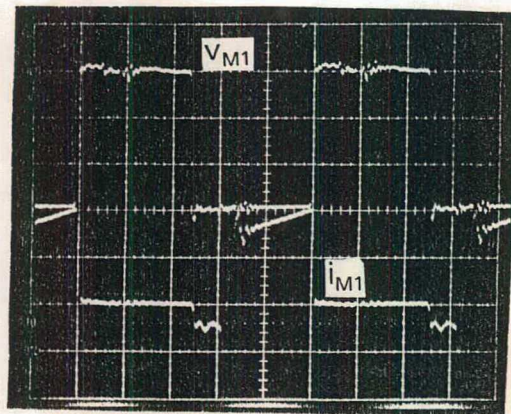


Fig. 4.12 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$  para  $I_{op}=8,3\text{A}$ .  
Escala:  $100\text{V/div}$ ,  $10\text{A/div}$ ,  $2\mu\text{s/div}$

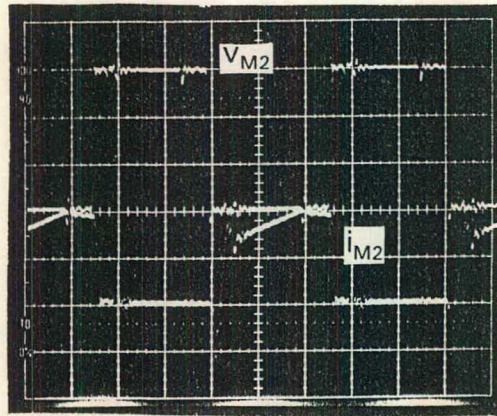


Fig. 4.13 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_2$  para  $I_{op}=8,3A$ .

Escalas: 100V/div, 10A/div, 2 $\mu$ s/div

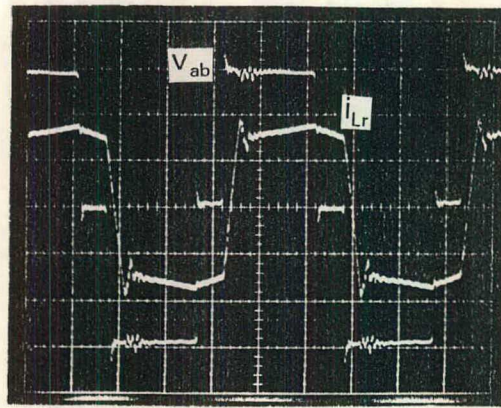


Fig. 4.14 Tensão  $v_{ab}$  e corrente  $i_{Lr}$  no indutor ressonante a plena carga.

Escalas: 100V/div, 10A/div, 2 $\mu$ s/div

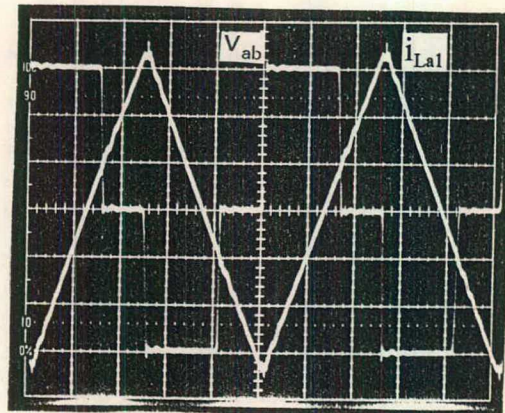


Fig. 4.15 Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor auxiliar  $L_{a1}$  a plena carga.

Escalas: 100V/div, 0,5A/div, 2 $\mu$ s/div

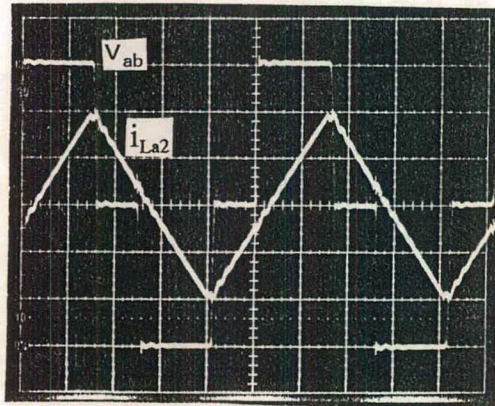


Fig. 4.16 Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor auxiliar  $L_{a2}$  a plena carga.

Escalas: 100V/div, 0,5A/div, 2 $\mu$ s/div

As fotografias apresentadas nas Fig. 4.17 a 4.19, mostram uma situação do conversor sem carga, com uma razão cíclica de aproximadamente 0,2. Nestas condições, a corrente que circula pelo indutor  $L_r$  é a corrente de magnetização do transformador.

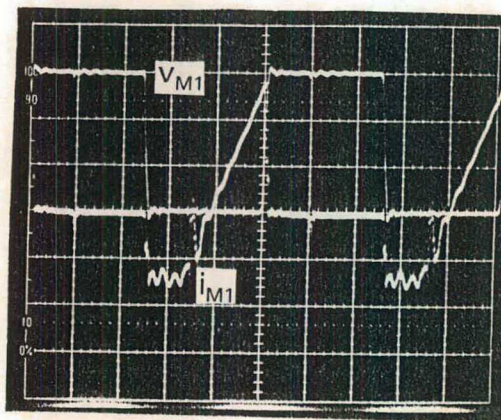


Fig. 4.17 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$  para  $I_o=0A$ .

Escalas: 100V/div, 0,5A/div, 2 $\mu$ s/div

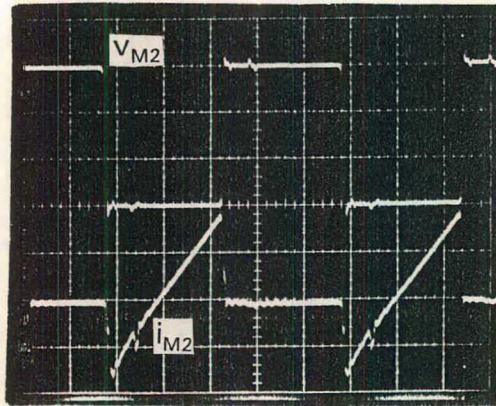


Fig. 4.18 Tensão dreno-fonte e corrente do MOSFET  $M_2$  para  $I_o=0A$ .

Escalas: 100V/div, 1A/div, 2 $\mu$ s/div

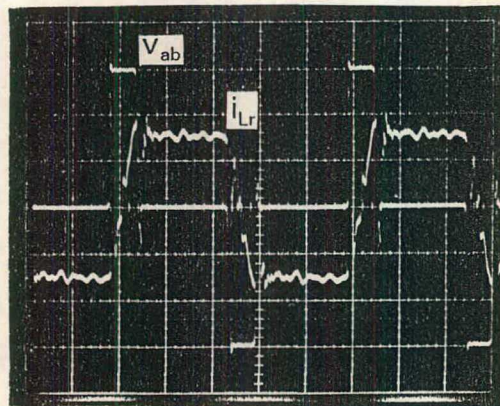


Fig. 4.19 Tensão  $v_{ab}$  e corrente  $i_{Lr}$  no indutor de ressonância para  $I_o=0A$ .

Escalas: 100V/div, 100mA/div, 2 $\mu$ s/div

A Fig. 4.20 ilustra a característica de saída do conversor. Nesta se apresentam algumas medidas experimentais da tensão de saída em função da corrente de carga, para três diferentes valores de razão cíclica. Salienta-se que a relação de transformação efetiva medida foi de 2,75.



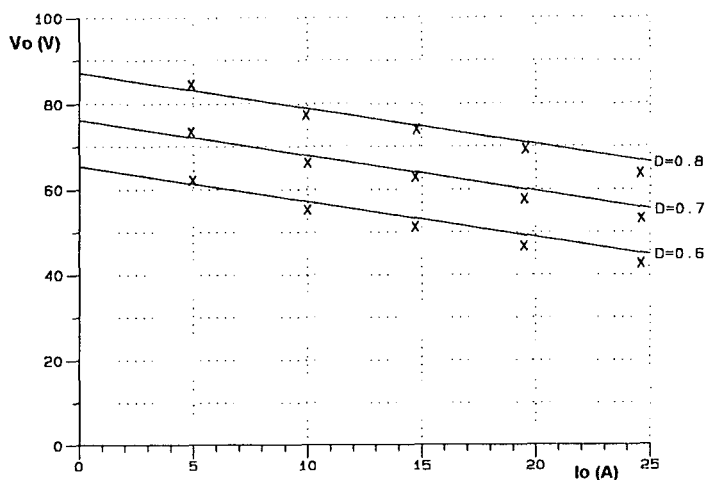


Fig. 4.20 Característica de saída do conversor TL-ZVS-PWM com 2 CAC's

Na Fig. 4.21 está representada a curva da eficiência medida do conversor TL-ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação em função da corrente de carga, para uma tensão de saída constante de 60 Volts. O conversor implementado apresentou uma eficiência de aproximadamente 90,5% a plena carga.

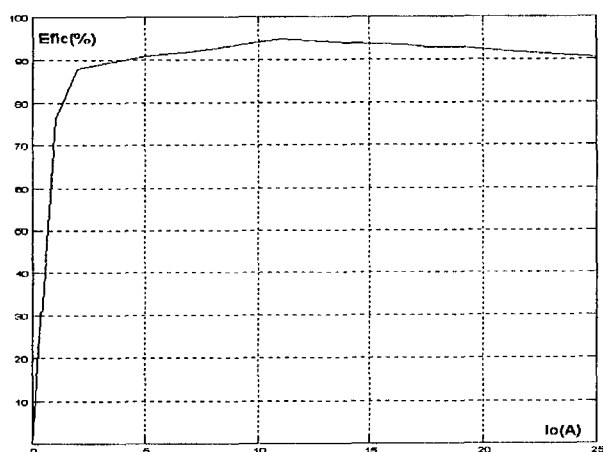


Fig. 4.21 Eficiência versus corrente de carga

## 4.7 - CONCLUSÃO

Foi introduzido um conversor TL-ZVS-PWM com dois circuitos auxiliares de comutação, que garantem comutação sob zero de tensão a todas as chaves de potência, independentemente da carga e do fato de a estrutura ser isolada ou não-isolada. Em outras palavras, independentemente da impedância associada em série com o indutor de ressonância.

Para o conversor operar adequadamente foi necessário implementar o comando "Phase-Shift" (modulação por deslocamento de fase), pois o comando do tipo PWM implementado nos protótipos dos capítulos anteriores não opera adequadamente para razão cíclicas menores que 0,5.

Os resultados experimentais mostram que as características de saída são semelhantes aos conversores TL-ZVS-PWM apresentados nos capítulos 2 e 3. Conclui-se, portanto, que a presença ou ausência dos circuitos auxiliares não as modifica sensivelmente. Por outro lado, a eficiência do conversor diminuiu com a inclusão de CAC's, devido ao aumento da energia reativa circulante na estrutura, ocasionado um aumento das perdas de condução. A eficiência medida a plena carga foi de 90,5%.

# CAPÍTULO 5

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM PARALELO RESSONANTE

### 5.1 - INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, tem sido de grande interesse o estudo dos conversores ressonantes devido a seus atributos, tais como: alta frequência de operação, alta eficiência, pequeno volume e peso, Interferência Eletromagnética (EMI) reduzida. Tais conversores podem operar tanto abaixo quanto acima da frequência de ressonância. O método de controle precursor e mais comum, para regular a tensão de saída destas estruturas, é pela variação da frequência de chaveamento. Quando projetados para operar em frequências sub-ressonantes, a frequência de trabalho diminui à medida que se atende a cargas mais leves. Isto resulta em um aumento do tamanho dos componentes armazenadores de energia, além dos problemas associados ao "snubber" RC (dissipativo) [32] e aos indutores limitadores de  $di/dt$ . Por outro lado, quando operam acima da ressonância, eliminam a necessidade de snubber e de indutores limitadores. Entretanto, a frequência de chaveamento necessária para cargas leves é muito alta, incorrendo em um aumento das perdas no núcleo e acarretando problemas adicionais no projeto do circuito de controle.

Tem havido, por partes de pesquisadores e engenheiros envolvidos no assunto, um esforço constante para contornar os problemas de controle de frequência associados aos

conversores ressonantes [71,72,73,74].

Algumas das soluções encontradas são: 1) o uso de "choppers" modulados por largura de pulso (PWM) nas entradas [75], 2) a utilização de inversores ressonantes modulados por deslocamento de fase ("Phase-Shifted") [76,77], 3) o emprego de técnicas PWM [29,88,81,84,91,92], 4) a utilização de modulação em frequência e PWM [71], 5) o uso de controle do tipo modo de corrente [87] e 6) a adaptação de capacitor e indutor variável [88].

Uma detalhada discussão e comparação de diferentes conversores pode ser encontrada em [88,89,90]. O conversor "Full-Bridge" paralelo ressonante, operando com frequência constante, foi pormenorizadamente analisado e estudado em [29,30,80].

O objetivo deste capítulo é propor um conversor paralelo ressonante operando com frequência fixa e com comutações ZVS. Primeiramente far-se-á um estudo e análise da estrutura, estabelecendo-se um procedimento de projeto, e finalmente, através dos resultados experimentais das simulações e de laboratório será verificada a validade da análise.

## 5.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

### 5.2.1 - Descrição do Circuito

Está representado na Fig. 5.1 o estágio de potência do conversor três níveis ZVS-PWM paralelo ressonante, que é composto pelos seguintes elementos principais:

$S_1, S_2, S_3, S_4$	→	Chaves Semicondutoras principais
$D_1, D_2, D_3, D_4$	→	Diodos em paralelo com as chaves
$C_1, C_2, C_3, C_4$	→	Capacitores em paralelo com as chaves
$L_r$ e $C_r$	→	Elementos do tanque ressonante
$D_{c1}$ e $D_{c2}$	→	Diodos grampeadores
$Tr$	→	Transformador de isolamento e adequação de tensão

- $D_{r1}, D_{r2}$  → Diodos retificadores de saída  
 $L_f$  e  $C_f$  → Indutor e capacitor do filtro de saída  
 $R_o$  → Resistência de carga.

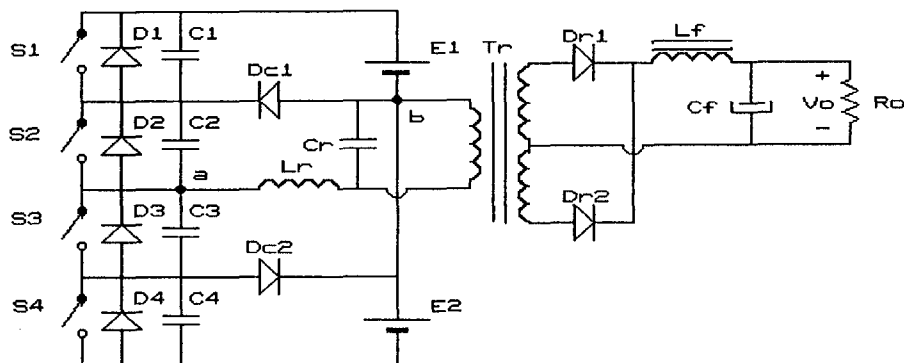


Fig.5.1. Conversor TL-ZVS-PWM Paralelo Ressonante proposto.

## 5.2.2 - Princípios de Operação

O conversor em estudo apresenta quatro modos de operação. Dependendo das condições de operação, tais como frequência de chaveamento, largura de pulso e corrente de carga, diferentes modos de operação do conversor TL-ZVS-PWM-PR podem ocorrer. Cada modo de operação representa uma seqüência única de condução dos dispositivos, resultando em diferentes formas de ondas. Os modos de operação do conversor TL-ZVS-PWM-PR, operando acima da frequência de ressonância, podem ser divididos em dissipativos e não-dissipativos de acordo com o tipo de comutação das chaves semicondutoras.

## 5.2.3 - Operação no Modo Contínuo I

### 5.2.3.1 - Princípios de Funcionamento e Etapa de Operação

Durante um semiperíodo de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostradas na Fig. 5.1. A operação do conversor é descrita como

equivalentes destas etapas são mostradas na Fig. 5.1. A operação do conversor é descrita como segue:

a) Primeira Etapa: ( $t_0, t_1$ )

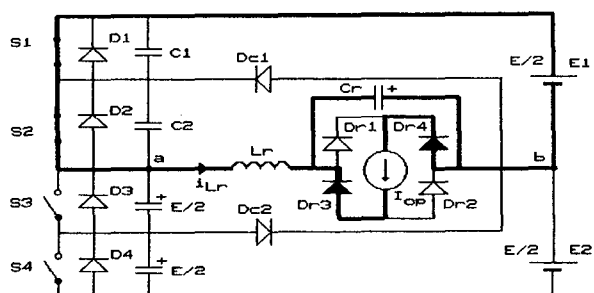
No instante  $t_0$  a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_{C0}$ . As chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  conduzem a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada,  $i_{Lr}(t_1)=I_1$  e  $v_{Cr}(t_1)=V_1$ . Há a transferência de energia da fonte superior para o tanque ressonante e para a carga.

b) Segunda Etapa: ( $t_1, t_2$ )

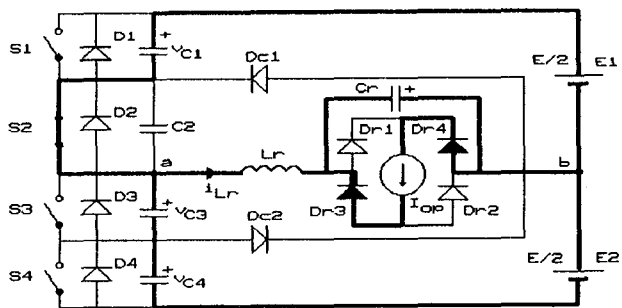
Esta etapa é de comutação entre  $S_1$  e  $D_{C1}$ . No instante  $t_1$  a tensão  $v_{Cr}(t_1) = 0$ . Os capacitores  $C_1$  e  $(C_3+C_4)$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , que resulta na carga de  $C_1$  e descarga parcial de  $(C_3+C_4)$ . A presença de capacitores associados à energia armazenada no indutor  $L_r$  garantem a comutação entre  $S_1$  e  $D_{C1}$  sob tensão nula. Em  $t_2$ , quando  $v_{C1}(t_2)=E/2$ , o diodo de grampeamento  $D_{C1}$  entra em condução concluindo a etapa de comutação.

c) Terceira Etapa: ( $t_2, t_3$ )

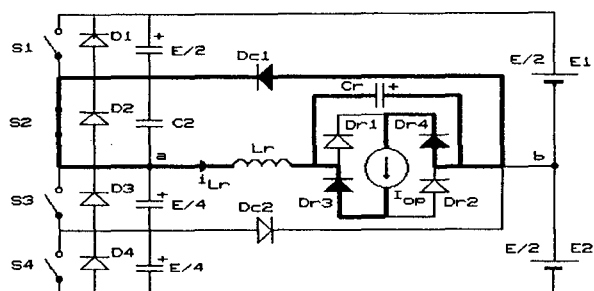
Esta é a etapa de grampeamento da tensão  $v_{ab}$  a zero volts. A polaridade da tensão  $v_{Cr}$  é tal que os diodos retificadores de saída  $D_{r3}$  e  $D_{r4}$  estão conduzindo a corrente da carga. Há a transferência de energia do tanque ressonante para a carga. Esta etapa finaliza quando a tensão no capacitor de ressonância  $v_{Cr}(t_3)=0$ .



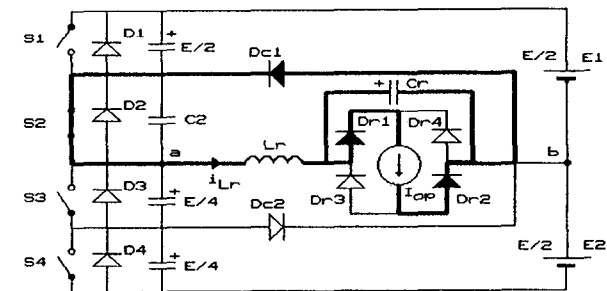
5.2a Primeira Etapa



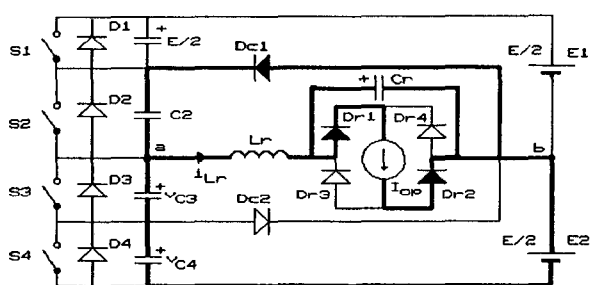
5.2b Segunda Etapa



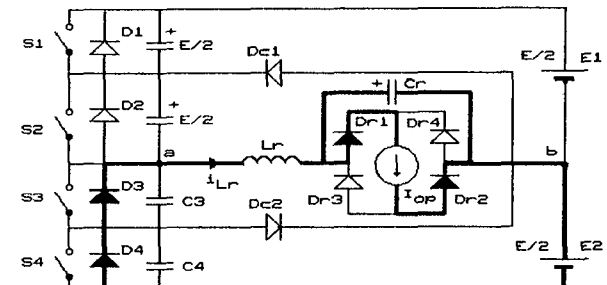
5.2c Terceira Etapa



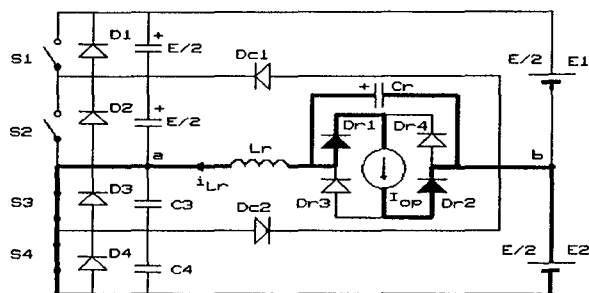
5.2d Quarta Etapa



5.2e Quinta Etapa



5.2f Sexta Etapa



5.2g Sétima Etapa

Fig.5.2 Etapas do conversor operando no Modo I

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

Inicia após a tensão no capacitor ressonante ter sua polaridade invertida, fazendo com que haja a comutação entre os diodos retificadores de saída  $D_{r3}$ - $D_{r4}$  e  $D_{r1}$ - $D_{r2}$ . Esta etapa, do mesmo modo que a terceira, é de grampeamento da tensão e de transferência de potência do tanque ressonante para a carga.

e) Quinta Etapa:  $(t_4, t_5)$

No instante  $t_4$  a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. A comutação termina no instante  $t_5$  quando a tensão  $v_{C2}(t_5) = E/2$ , e por conseguinte, as tensões  $v_{C3}(t_5)$  e  $v_{C4}(t_5)$  são iguais a zero volts.

f) Sexta Etapa:  $(t_5, t_6)$

No instante  $t_5$  os diodos  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução e assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Nesta etapa ocorre a transferência de energia do tanque ressonante para a carga e para a fonte de entrada inferior. Esta termina quando a corrente  $i_{Lr}(t_6) = 0$ .

Em regime permanente, as próximas etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig. 5.2. As principais formas de ondas, sinais de comando e o período de condução das chaves semicondutoras do Modo Contínuo I são apresentadas na Fig. 5.3.



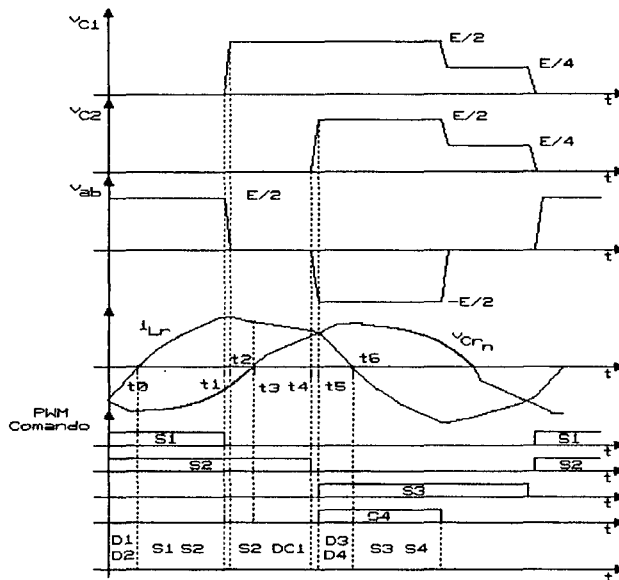


Fig.5.3. Principais Formas de Onda do Modo I.

## 5.2.4 - Operação no Modo Contínuo II

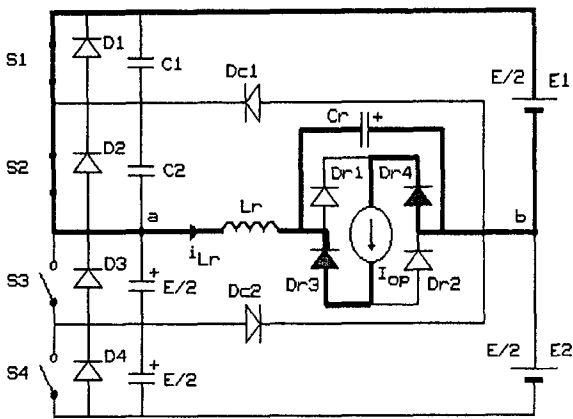
### 5.2.4.1 - Princípios de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes das etapas são apresentados na Fig. 5.4. A operação do conversor é descrita como segue:

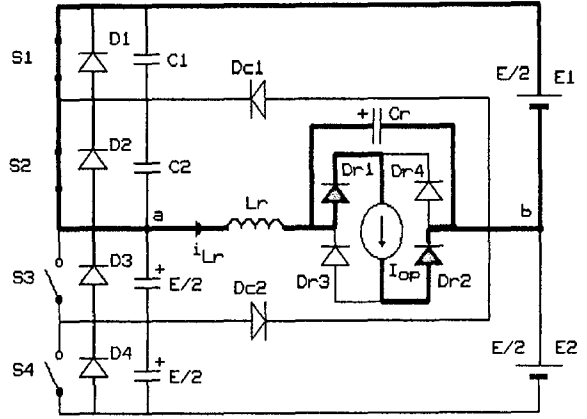
#### a) Primeira Etapa: $(t_0, t_1)$

No instante  $t_0$  a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}(t_0)=0$  e a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_{C0}$ . As chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  conduzem a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a tensão  $v_{Cr}(t_1)=0$ .

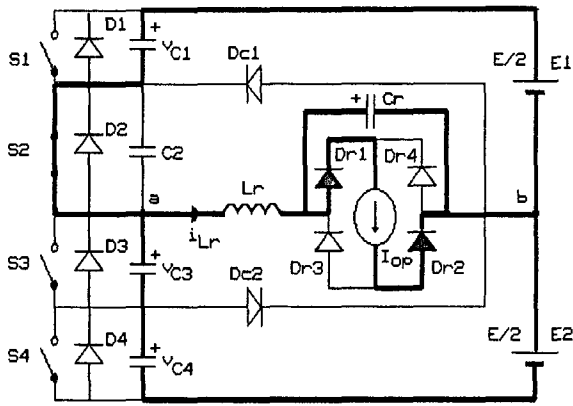
Há a transferência de energia da fonte de alimentação de entrada superior para o tanque ressonante, e deste para a carga.



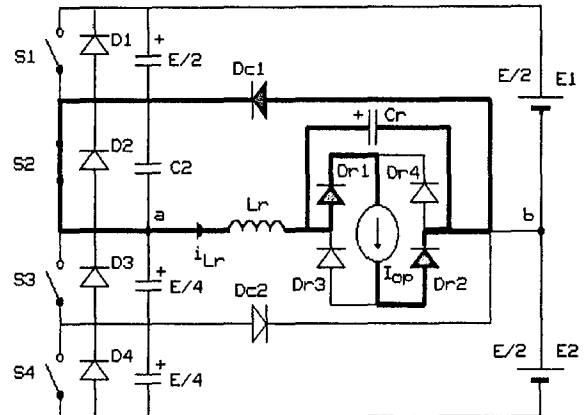
5.4a Primeira Etapa



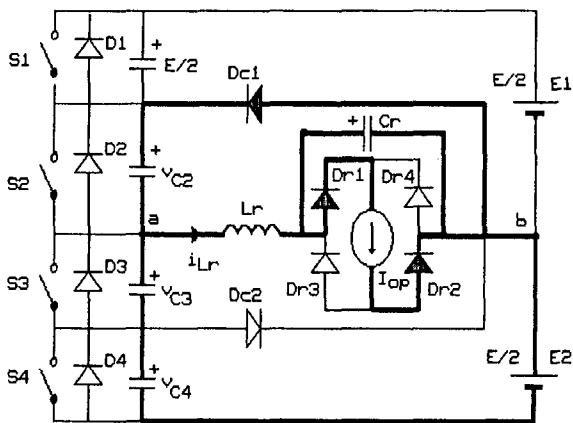
5.4b Segunda Etapa



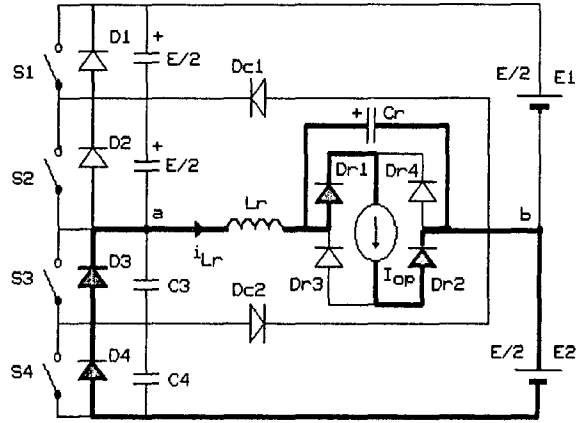
5.4b Terceira Etapa



5.4c Quarta Etapa



5.4d Quinta Etapa



5.4e Sexta Etapa

Fig.5.4 Etapas do conversor operando no Modo II.

b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

A após a tensão no capacitor ressonante ter sua polaridade invertida, ocorrerá a comutação entre os diodos retificadores de saída  $D_{r3}$ - $D_{r4}$  e  $D_{r1}$ - $D_{r2}$ . A transferência de energia ocorre de maneira semelhante à primeira etapa.

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Esta é uma etapa de comutação entre os dispositivos semicondutores  $S_1$  e  $D_{c1}$ . No instante  $t_2$  a tensão  $v_{c1}(t_2)=0$ . Os capacitores  $C_1$  e  $(C_3+C_4)$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , resultando na carga de  $C_1$  e descarga parcial de  $(C_3+C_4)$ . A presença de capacitores associados à energia armazenada no indutor  $L_r$  garantem a comutação entre  $S_1$  e  $D_{c1}$  sob tensão nula. Em  $t_3$ , quando a tensão  $v_{c1}(t_3)=E/2$ , o diodo de grampeamento  $D_{c1}$  está apto a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ .

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

Esta é a etapa de grampeamento da tensão  $v_{ab}$  a zero volts. A polaridade da tensão no capacitor de ressonância é conforme mostra a Fig.5.4.d, fazendo com que os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  se polarizem, conduzindo a corrente da carga. Nesta etapa ocorre a transferência de energia armazenada no tanque ressonante para a carga.

e) Quinta Etapa:  $(t_4, t_5)$

No instante  $t_4$  a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa de comutação termina no instante  $t_5$  quando a tensão  $v_{c2}(t_5) = E/2$  e as tensões  $v_{c1}(t_5)$  e  $v_{c2}(t_5)$  são nulas.

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

No instante  $t_5$  os diodos  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução, assumindo a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Nesta ocorre a transferência de energia do tanque ressonante para a carga e para a fonte de alimentação inferior. Esta termina no instante  $t_6$  quando a corrente  $i_{Lr}(t_6)=0$ .

Em regime permanente, as próximas etapas de operação são simétricas às descritas anteriormente. As principais formas de ondas, sinais de comando e o período de condução das chaves semicondutoras para o conversor TL-ZVS-PWM paralelo ressonante operando no Modo Contínuo II são apresentadas na Fig.5.5.

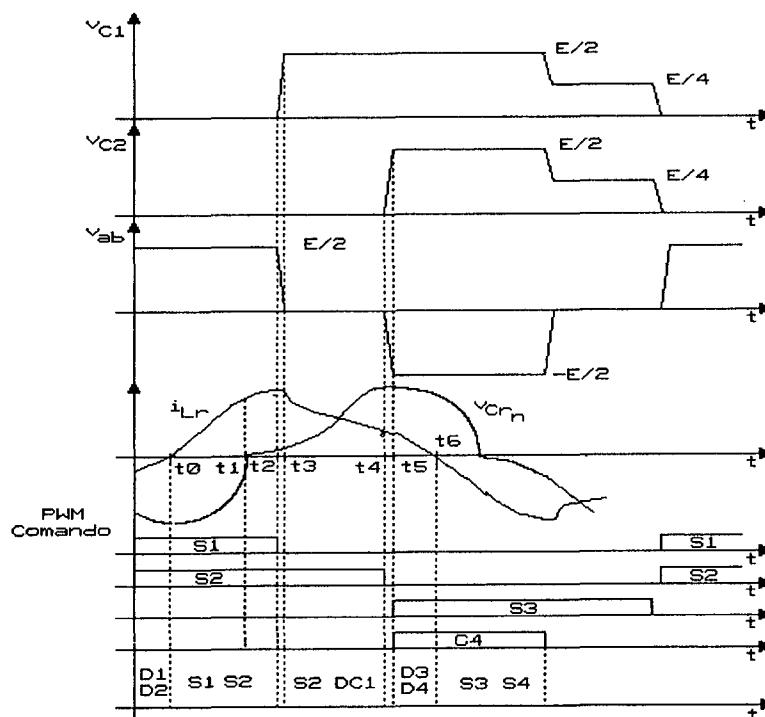


Fig.5.5 Etapas do Conversor operando do Modo II

## 5.2.5 - Operação no Modo Contínuo III

### 5.2.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapa de Operação

No Modo Contínuo III ocorrem sete etapas de operação a cada semiperíodo, as quais são

descritas a seguir. Os circuitos equivalentes de cada uma destas etapas estão representados na Fig.5.6.

a) Primeira Etapa:  $(t_0, t_1)$

No instante  $t_0$ , tem-se  $i_{Lr}(t_0)=-I_0$  e  $v_{Cr}(t_0) = -V_0$ . As grandezas  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante, esta última flui, através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , em direção à fonte de alimentação superior. Caracterizando a presente etapa pela transferência de energia do tanque ressonante para carga e para a fonte de alimentação.

b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

Esta etapa inicia no instante  $t_1$ , quando a corrente  $i_{Lr}(t_1)=0$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueiam-se naturalmente e as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  passam a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A corrente  $i_{Lr}(t)$  e a tensão  $v_{Cr}(t)$  evoluem de forma semelhante à do primeiro estágio, havendo, porém, transferência de energia da fonte de alimentação para o tanque ressonante, e deste para a carga. Esta etapa termina no instante  $t_2$ , quando a tensão  $v_{Cr}(t_2)=0$ .

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Quando a tensão  $v_{Cr}(t)$  atinge zero volts, no instante  $t_2$ , a magnitude da corrente  $i_{Lr}(t)$  é menor do que a corrente de carga  $I_{op}$ , permitindo que todos os diodos retificadores de saída conduzam ao mesmo tempo, com a corrente  $(I_{op}+i_{Lr})/2$  fluindo através de  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , e corrente  $(I_{op}-i_{Lr})/2$ , fluindo através de  $D_{r3}$  e  $D_{r4}$ .

Há transferência de energia da fonte de entrada para o indutor de ressonância, o que se traduz pelo crescimento linear de  $i_{Lr}$ , até atingir o valor da corrente de carga, no instante  $t_3$ .

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

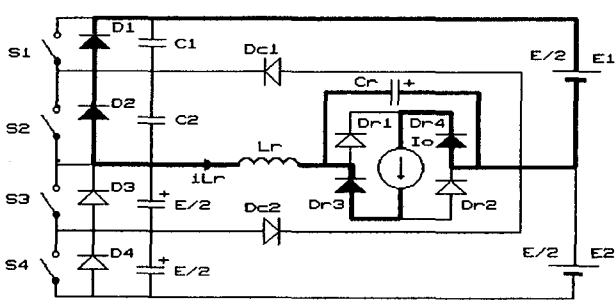
Após a corrente  $i_{Lr}(t)$  ter alcançado a magnitude da corrente de carga,  $I_{op}$ , são colocados em condução  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ . Também neste ponto o capacitor ressonante inicia a ser carregado. Esta etapa caracteriza-se pela transferência de energia da fonte de entrada superior para o tanque ressonante, e deste para a carga.

e) Quinta Etapa:  $(t_4, t_5)$

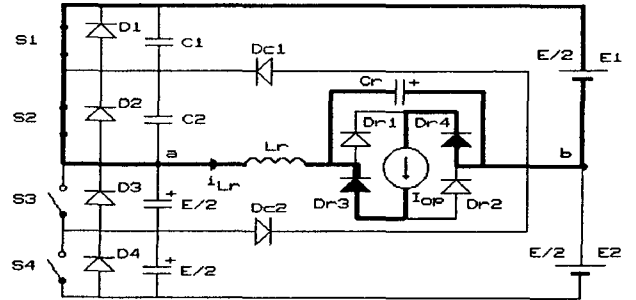
Esta etapa é reservada à comutação da chave semicondutora  $S_1$ , a qual recebe ordem de bloqueio no instante  $t_4$ . Os capacitores  $C_1$  e  $(C_3+C_4)$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , resultando na carga de  $C_r$  e descarga parcial de  $(C_3+C_4)$ . A presença dos capacitores, associado à energia armazenada no indutores  $L_r$ , garante a comutação entre  $S_1$  e  $D_{c1}$  sob tensão nula. No instante  $t_5$ , quando  $v_{C1}(t_5) = E/2$ , a tensão sobre  $D_{c1}$  é nula, estando este componente apto a entrar em condução.

f) Sexta Etapa:  $(t_5, t_6)$

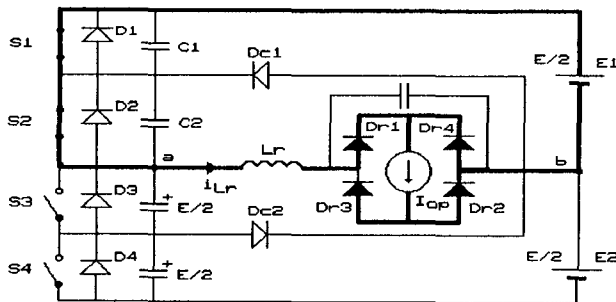
Esta é uma etapa de grampeamento da tensão  $v_{ab}$  em zero volts. O diodo de grampeamento conduz a corrente do indutor ressonante  $i_{Lr}(t)$ . Ocorre transferência de energia do tanque ressonante para a carga.



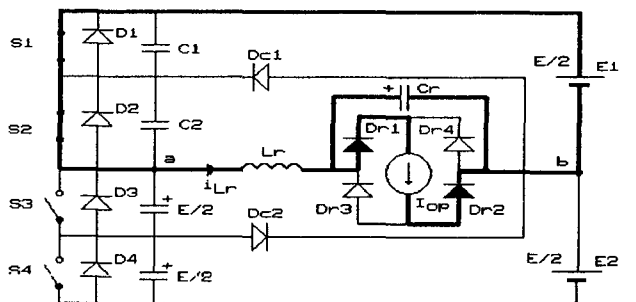
5.6a Primeira Etapa



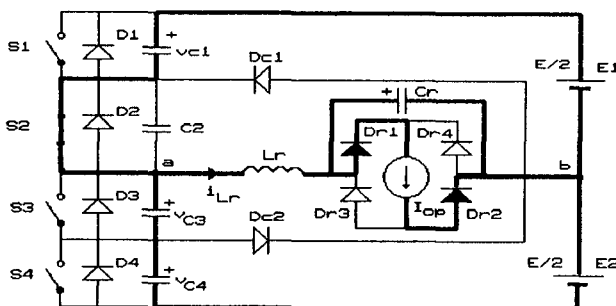
5.6b Segunda Etapa



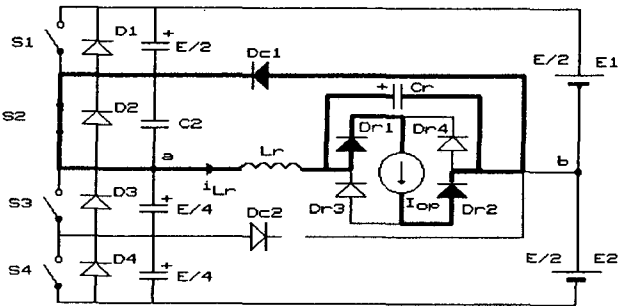
5.6c Terceira Etapa



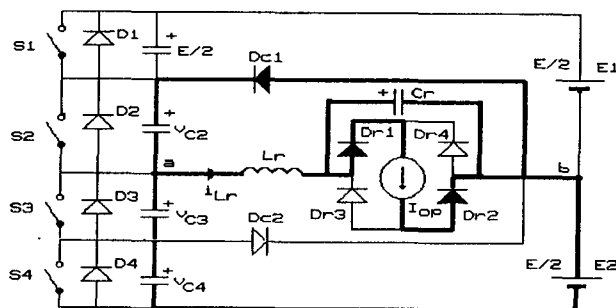
5.6d Quarta Etapa



5.6e Quinta Etapa



5.6f Sexta Etapa



5.6g Sétima Etapa

Fig.5.6 Etapas do conversor operando no Modo III

g) Sétima Etapa: ( $t_6, t_7$ )

No instante  $t_6$  a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada. Durante esta etapa a tensão  $v_{C_r}(t)$  e a corrente  $i_{L_r}(t)$  evoluem de forma ressonante, mas devido ser muito pequeno o intervalo de operação desta etapa (em relação ao período de chaveamento), a tensão  $v_{C_r}(t)$  e a corrente  $i_{L_r}(t)$  podem ser consideradas constantes. A comutação termina no instante  $t_7$ , quando a tensão  $v_{C_2}(t_5)=E/2$  e as tensões  $v_{C_3}(t_5)$  e  $v_{C_4}(t_5)$  são nulas.

Em regime permanente, as próximas etapas de operação são simétricas às descritas anteriormente. As principais formas de onda, sinais de comando e os períodos de condução das chaves semicondutoras para o conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo Contínuo III, são apresentadas na Fig.5.7.

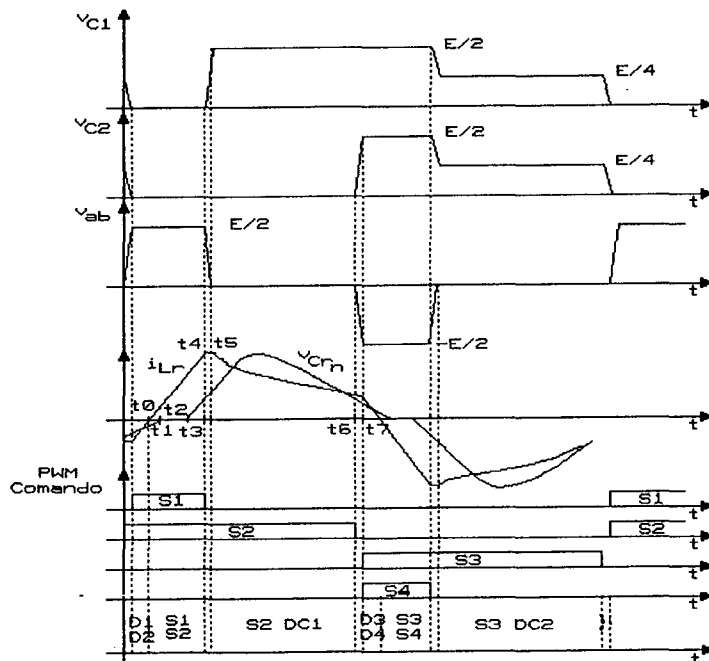


Fig.5.7. Principais Formas de Onda do Modo III.



## 5.2.6 - Operação no Modo Contínuo IV

### 5.2.6.1 - Princípios de Funcionamento e Etapas de Operação

No Modo de Operação IV, é possível definir-se cinco etapas distintas durante um semiperíodo. Tais etapas encontram-se representadas na Fig.5.8 e são descritas.

#### a) Primeira Etapa: $(t_0, t_1)$

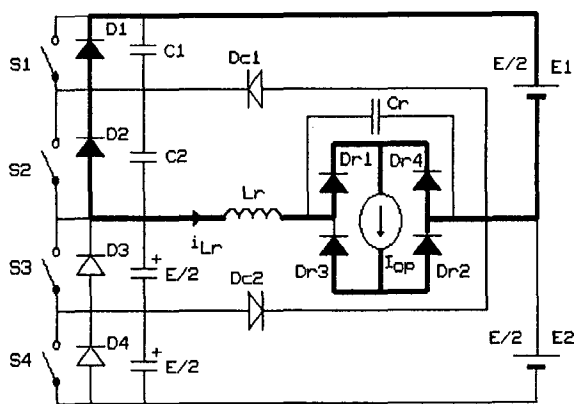
No instante  $t_0$ , a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}(t_0) = -I_0$  e a tensão no capacitor  $v_{Cr}(t) = 0$ . Os diodos retificadores de saída  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  conduzem  $(I_{op} + i_{Lr})/2$  e os diodos  $D_{r3}$  e  $D_{r4}$  conduzem  $(I_{op} - i_{Lr})/2$ . A corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce de maneira linear.

#### b) Segunda Etapa: $(t_1, t_2)$

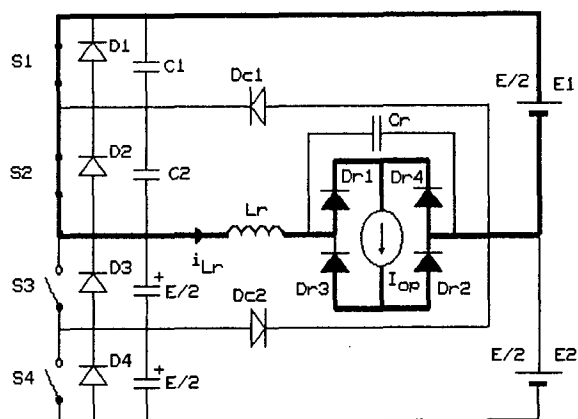
Esta etapa inicia no instante  $t_1$ , quando a corrente  $i_{Lr}(t_1) = 0$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueiam-se naturalmente e as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  passam a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A corrente  $i_{Lr}(t)$  continua a crescer linearmente.

#### c) Terceira Etapa: $(t_2, t_3)$

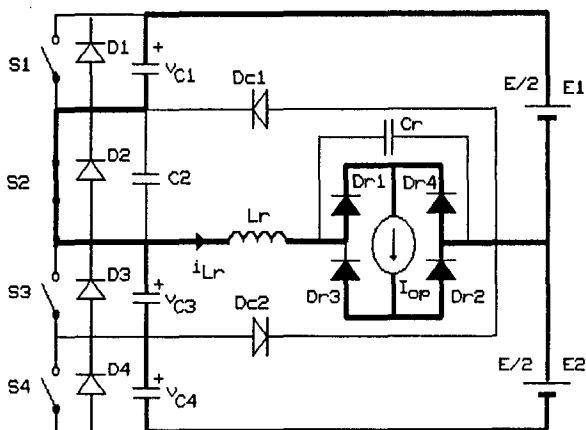
No instante  $t_2$ , a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada. O capacitor  $C_1$  começa a se carregar e os capacitores  $(C_3 + C_4)$  a se descarregarem. A presença dos capacitores em paralelo com as chaves semicondutoras e da energia armazenada no indutor ressonante garante a comutação entre  $S_1$  e  $D_{c1}$  sob tensão nula. O final desta etapa é definido pela habilitação de  $D_{c1}$  a entrar em condução. Isto ocorre quando  $v_{C1}(t_3) = E/2$ , e conseqüentemente,  $v_{Dc1}(t_3) = 0$ .



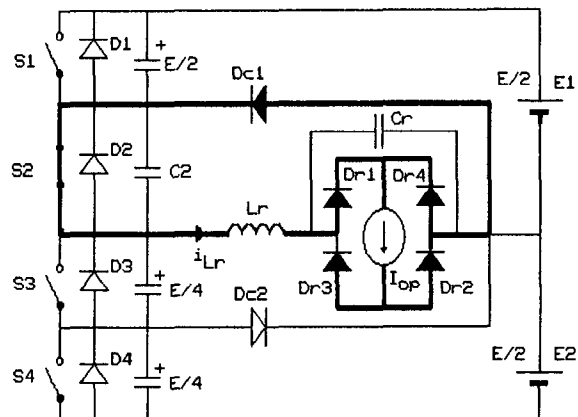
5.8a Primeira Etapa



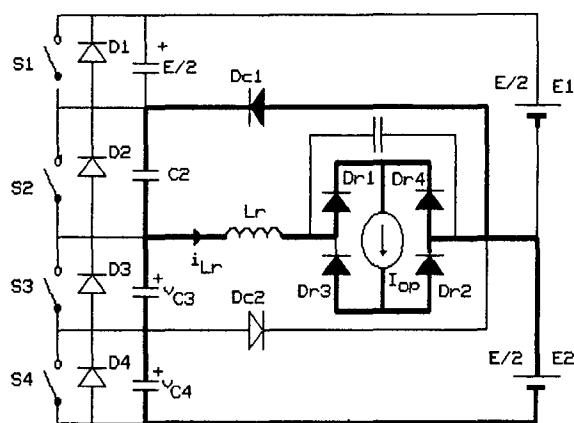
5.8b Segunda Etapa



5.8c Terceira Etapa



5.8d Quarta Etapa



5.8e Quinta Etapa

Fig.5.8 Etapas do conversor operando no Modo IV

d) Quarta Etapa: ( $t_3, t_4$ )

Este é a etapa de grampeamento da tensão  $v_{ab}$  em zero volts. O diodo de grampeamento conduz a corrente de ressonância  $i_{L_r}(t)$  em roda livre.

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

No instante  $t_4$ , a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada. A corrente  $i_{L_r}$  começa a carregar o capacitor  $C_1$  e descarregar  $C_3$  e  $C_4$ . Esta etapa de comutação finaliza no instante  $t_5$ , quando a tensão  $v_{C_2}(t_5)=E/2$  e as tensões  $v_{C_3}(t_5)$  e  $v_{C_4}(t_5)$  são nulas.

Neste modo de operação não há transferência de energia para a carga. As principais formas de onda, sinais de comando e os períodos de condução de cada chave semicondutora do conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo Contínuo IV são apresentadas na Fig.5.9.

Como se pode observar na figura, neste modo de operação a tensão no capacitor  $C_r$  está sempre em zero volts. Em outras palavras, o capacitor de ressonância está curto-circuitado pelo retificador de saída. A amplitude da corrente no indutor  $i_{L_r}$  nunca atinge o nível da corrente de saída (carga) e o indutor  $L_r$  está se carregando ou descarregando linearmente. Nenhuma ação ressonante ocorre e nenhuma tensão de saída é gerada. Na realidade, este modo de operação somente existe momentaneamente, quando a corrente do indutor do filtro  $L_r$  está se descarregando através da ponte retificadora e da carga. Este modo de operação não ocorre em regime permanente.

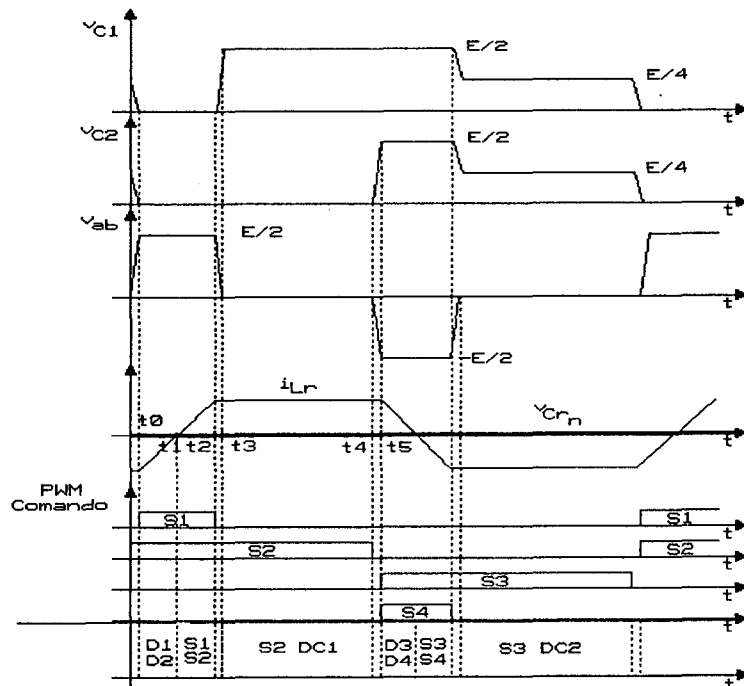


Fig.5.9 Etapas do Conversor operando do Modo IV

### 5.3 - ESTUDO ANALÍTICO

As técnicas de análise utilizando o plano de fase foram empregadas [7] com sucesso nas caracterização do comportamento em regime permanente e transitório de conversores ressonantes. Nesta seção, várias trajetórias de equilíbrio do conversor TL-ZVS-PWM-PR, caracterizando diferentes modos de operação, são construídas. As evoluções do conversor são claramente retratadas pelo plano de fase.

Para simplificar a análise, as seguintes condições são assumidas:

1. Todos os dispositivos semicondutores são ideais.
2. O fator de qualidade do tanque ressonante é infinito.
3. O filtro de saída é grande o suficiente, de tal modo que a corrente de saída pode ser considerada constante durante vários ciclos de chaveamento.

### 5.3.1 - Modos Topológicos

Um ciclo do conversor TL-ZVS-PWM Paralelo Ressonante é composto de uma seqüência de circuitos lineares, cada qual correspondendo a um intervalo de chaveamento particular. Dez seqüências configuradas possíveis foram identificadas para o conversor TL-ZVS-PWM Paralelo Ressonante, conforme se apresenta na Fig.5.10. Esses circuitos são aqui representados como modos topológicos do conversor. Uma trajetória de estado de equilíbrio (uma operação em regime permanente) é constituída por um número determinado de modos topológicos em uma seqüência particular.

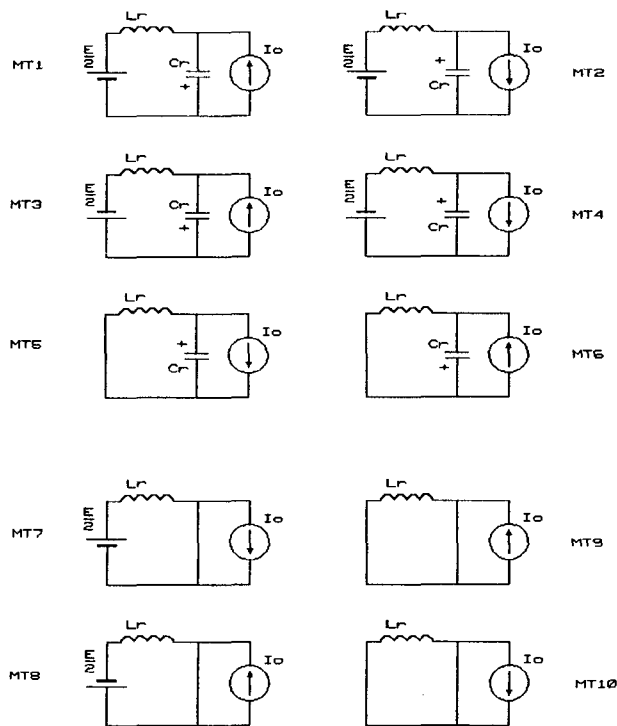


Fig.5.10 Modos Topológicos

Os circuitos representados por modos topológicos podem ser descritos pelas seguintes equações diferenciais:

- para os modos topológicos MT1, MT2, MT3, MT4, MT5 e MT6.

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} = V_e & (5.1) \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} & (5.2) \end{cases} ,$$

onde

$$I_s = \begin{cases} -I_o & \text{para } MT_2, MT_4 \text{ e } MT_5 \\ +I_o & \text{para } MT_1, MT_3 \text{ e } MT_6 \end{cases} .$$

$$V_e = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{para } MT_1 \text{ e } MT_2 \\ 0 & \text{para } MT_5 \text{ e } MT_6 \\ -\frac{E}{2} & \text{para } MT_3 \text{ e } MT_4 \end{cases} .$$

- para os modos topológicos MT7, MT8, MT9 e MT10.

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_e & (5.3) \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = 0 & (5.4) \end{cases} .$$

Resolvendo-se as equações diferenciais (5.1) e (5.2) para  $t > t_0$ , tem-se

$$i_{Lr}(t) = -I_s + (I_s + I_{Lo}) \cos(\omega_r t) + \frac{V_e - V_{Co}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \quad (5.5)$$

$$v_{Cr}(t) = V_e + (V_e - V_{Co}) \cos(\omega_r t) + Z_r (I_s + I_{Lo}) \text{sen}(\omega_r t) \quad (5.6)$$

Onde  $Z_r$  é a impedância característica e  $\omega_r$  é a frequência angular do tanque ressonante  $L_r C_r$ , definidas respectivamente por:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad e \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$I_{L_0}$  e  $V_{C_0}$  são os valores iniciais da corrente do indutor  $L_r$  e da tensão do capacitor  $C_r$ .

Resolvendo-se as equações diferenciais (5.3) e (5.4) para  $t > t_0$ , tem-se

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{V_e}{L_r} + I_{L_0} & (5.7) \\ v_{Cr}(t) = 0 \quad . & (5.8) \end{cases}$$

As correntes e tensões do circuito são normalizadas com respeito à base de corrente  $E/2Z_r$  e a base de tensão  $E/2$ , respectivamente. A base de frequência é a frequência de ressonância  $\omega_r$ , assim a frequência de chaveamento normalizada é a razão entre a frequência de chaveamento e a de ressonância, designada como  $\omega_{sn}$ . As grandezas normalizadas apresentam um "n" como subscrito, exceto a tensão e a corrente de saída normalizadas que serão representadas por "q" e "p", respectivamente.

### 5.3.2 - Plano de Fase

O plano de fase de uma trajetória de equilíbrio é representado por uma linha (contorno) fechada, sendo simétrica com respeito à origem. Este é construído a partir de uma seqüência de modos topológicos para uma determinada condição de operação do circuito. As trajetórias de equilíbrio representam uma operação em regime permanente e podem ser usadas para caracterizar o comportamento do conversor TL-ZVS-PWM paralelo ressonante.

#### 5.3.2.1 - Plano de Fase do Modo Contínuo I

Conhecendo-se as seqüências de operação do circuito e as equações que regem cada uma das seqüências (modos topológicos), pode-se construir o plano de fase.

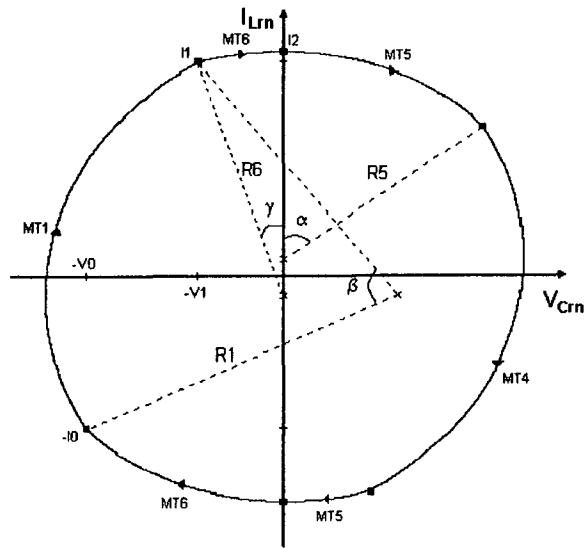


Fig. 5.11 Plano de Fase do Conversor no Modo Contínuo I

Do plano de fase , Fig.5.11, pode-se retirar as expressões que definem analiticamente o conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no modo contínuo I.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 R1^2 = (-V_o - 1)^2 + (-I_o + p)^2 \\
 R1^2 = (-V_1 - 1)^2 + (I_1 + p)^2 \\
 R6^2 = V_1^2 + (I_1 + p)^2 \\
 R6 = I_2 + p \\
 R5^2 = V_0^2 + (I_0 - p)^2 \\
 R5 = I_2 - p \\
 \cos\beta = 1 - \frac{(I_1 + I_0)^2 + (V_0 - V_1)^2}{2R_1^2} \\
 \cos\gamma = \frac{I_1 + p}{R_6} \\
 \cos(\alpha) = \frac{I_0 - p}{R_5} \\
 \phi = \beta \\
 \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha
 \end{array} \right. \quad (5.9)$$



onde

$$\omega_{sn} = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad \text{é a frequência angular normalizada de chaveamento,}$$

$$\phi = \frac{\omega_r \theta}{\omega_s} \quad \text{é o ângulo de comando PWM normalizado.}$$

### 5.3.2.2 - Plano de Fase do Modo Contínuo II

Conhecendo-se as seqüências de operação do circuito e as equações que regem cada uma das seqüências (modos topológicos), pode-se construir o plano de fase.

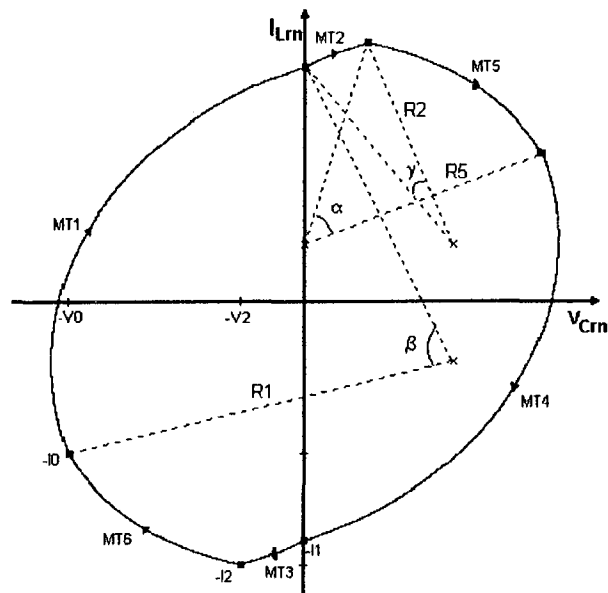


Fig. 5.12. Plano de fase do Conversor no modo Contínuo II

Do plano de fase da Fig.5.12 pode-se chegar às expressões que definem analiticamente o conversor TL-ZVS-PWM-PR, operando no Modo Contínuo II.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 RI^2 = (-V_o - 1)^2 + (-I_o + p)^2 \\
 RI^2 = 1 + (I_1 + p)^2 \\
 R2^2 = (V_2 - 1)^2 + (I_2 - p)^2 \\
 R2 = 1 + (I_1 - p)^2 \\
 R5^2 = V_o^2 + (I_o - p)^2 \\
 R5 = V_2^2 + (I_2 - p)^2 \\
 \cos\beta = 1 - \frac{(I_1 + I_o)^2 + V_o^2}{2R_1^2} \\
 \cos\gamma = 1 - \frac{(I_1 - I_2)^2 + V_2^2}{2R_1^2} \\
 \cos(\alpha) = 1 - \frac{(I_o - I_2)^2 + (V_o - V_2)^2}{2R_5^2} \\
 \phi = \beta + \gamma \\
 \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha
 \end{array} \right. \quad (5.10)$$

### 5.3.2.3 - Plano de Fase do Modo Contínuo III

Conhecendo-se as seqüências de operação do circuito e as equações que regem cada uma das seqüências (Modos topológicos), pode-se construir o plano de fase.

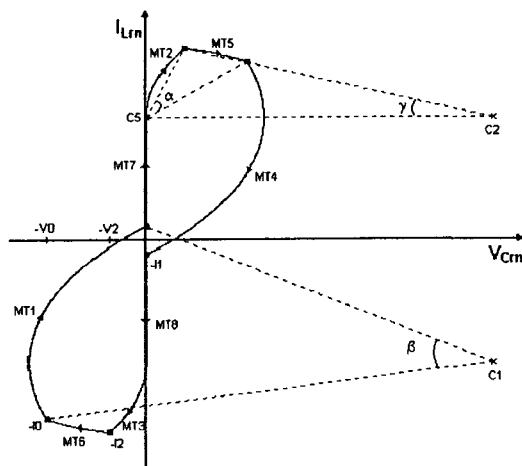


Fig. 5.13 Plano de fase do Conversor no modo Contínuo III

A partir do plano de fase da Fig.5.13 pode-se deduzir as expressões que definem analiticamente o conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo contínuo III. Assim,

$$\left\{ \begin{array}{l}
 RI^2 = (-V_o - 1)^2 + (-I_o + p)^2 \\
 RI^2 = 1 + (I_1 + p)^2 \\
 R2^2 = (V_2 - 1)^2 + (I_2 - p)^2 \\
 R2 = 1 \\
 R5^2 = V_o^2 + (I_o - p)^2 \\
 R5 = V_2^2 + (I_2 - p)^2 \\
 \cos\beta = 1 - \frac{(I_1 + I_o)^2 + V_o^2}{2R_1^2} \\
 \cos(\gamma) = \frac{1 - V_2}{R_2} \\
 \cos\alpha = 1 - \frac{(I_2 - I_o)^2 + (V_o - V_2)^2}{2R_5^2} \\
 \phi = \beta + \gamma \\
 \delta = p - I_1 \\
 \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \delta + \alpha
 \end{array} \right. \quad (5.11)$$

#### 5.3.2.4 - Plano de Fase do Modo Contínuo IV

A partir das etapas de operação do circuito e das equações de cada um dos diferentes modos topológicos, pode-se construir o plano de fase do conversor operando no modo contínuo IV.

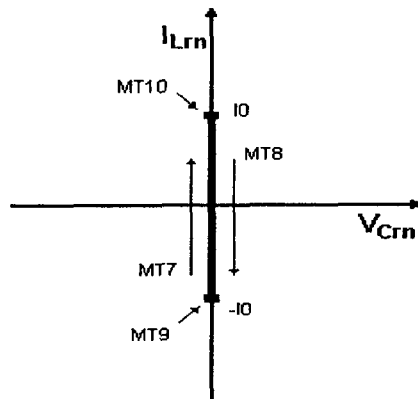


Fig.5.14. Plano de fase do conversor operando no modo contínuo IV

As equações que definem completamente este modo de operação são:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi = \delta \\ \delta = 2I_0 \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \delta + \alpha \end{array} \right. \quad (5.12)$$

### 5.3.3 - Regiões de Fronteira e de Operação

A tabela 5.1 resume as seqüências de modos topológicos para todos os modos de operação, ou seja, I,II,III e IV.

Tabela 5.1 Modos de Operação e suas Seqüências.

<i>Modos de Operação</i>	<i>Seqüência - Modos Topológicos</i>
I	MT1-MT6-MT5-MT4-MT5-MT6
II	MT1-MT2-MT5-MT4-MT3-MT6
III	MT1-MT7-MT2-MT5-MT4-MT8-MT3-MT6
IV	MT7-MT10-MT8-MT9

Através de estudos e simulações do conversor TL-ZVS-PWM-PR foram encontradas quatro regiões no modo de operação contínuo e uma região onde o conversor não opera sob comutação ZVS, à qual denominou-se zona proibida. Essa zona proibida somente será encontrada quando conversor opera com frequência  $\omega_{sn}$  menor que 1,2. As equações que definem as regiões de fronteira serão apresentadas nas seções que seguem.

### 5.3.3.1 - Regiões de Fronteira entre os Modos I e II

A partir das equações (5.9) e (5.10), e fazendo-se  $I_1=I_2$  e  $\gamma=0$ , obtêm-se as equações da fronteira entre os modos de operação contínua I e II.

$$\left\{ \begin{array}{l} RI^2 = (-V_o - 1)^2 + (-I_o + p)^2 \\ RI^2 = 1 + (I_1 + p)^2 \\ R5^2 = V_o^2 + (I_o - p)^2 \\ R5 = I_1 - p \\ \cos\beta = 1 - \frac{(I_1 + I_o)^2 + V_o^2}{2R_1^2} \\ \cos(\alpha) = 1 - \frac{(I_o - I_1)^2 + V_o^2}{2R_5^2} \\ \phi = \beta \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \beta + \alpha \end{array} \right. \quad (5.13)$$

### 5.3.3.2 - Região de Fronteira entre os Modos II e III

A partir das equações (5.10) e (5.11), e fazendo-se  $I_1=p$ , obtêm-se as equações da fronteira entre os modos de operação contínua II e III.

$$\left\{ \begin{array}{l}
RI^2 = (-V_o - 1)^2 + (-I_o + p)^2 \\
RI^2 = 1 + 4p^2 \\
1 = (V_2 - 1)^2 + (I_2 - p)^2 \\
R5^2 = V_0^2 + (I_0 - p)^2 \\
R5 = V_2^2 + (I_2 - p)^2 \\
\cos\beta = 1 - \frac{(p + I_0)^2 + V_0^2}{2R_1^2} \\
\cos\gamma = 1 - V_2 \\
\cos(\alpha) = 1 - \frac{(I_0 - I_2)^2 + (V_0 - V_2)^2}{2R_5^2} \\
\phi = \beta + \gamma \\
\frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha
\end{array} \right. \quad (5.14)$$

### 5.3.3.3 - Região de Fronteira entre os Modos III e IV

A partir das equações (5.11) e ou (5.12), e fazendo-se  $I_0=p$ , obtêm-se as equações da fronteira entre os modos de operação contínua III e IV.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\phi = \delta \\
\delta = 2p \\
\frac{\pi}{\omega_{sn}} = \delta + \alpha
\end{array} \right. \quad (5.15)$$

### 5.3.3.4. Região de Fronteira entre Modo I e Zona Proibida

Quando o conversor opera em frequência de chaveamento próxima da frequência de ressonância ( $<1,2$ ) o projetista deve ter conhecimento dos limites dessa zona para que o conversor

possa operar adequadamente, sem perder a característica de comutação sob tensão nula.

A partir das equações (5.9) e fazendo-se  $I_0=0$ , obtêm-se as equações da fronteira entre os modos de operação contínuo I e zona proibida.

$$\left\{ \begin{array}{l} RI^2 = (-V_o - 1)^2 + p^2 \\ RI^2 = (-V_1 - 1)^2 + (I_1 + p)^2 \\ R6^2 = V_1^2 + (I_1 + p)^2 \\ R6 = I_2 + p \\ R5^2 = V_0^2 + p^2 \\ R5 = I_2 - p \\ \cos\beta = 1 - \frac{I_1^2 + (V_0 - V_1)^2}{2R_1^2} \\ \cos\gamma = \frac{I_1 + p}{R_6} \\ \cos(\pi - \alpha) = \frac{p}{R_5} \\ \phi = \beta \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha \end{array} \right. \quad (5.16)$$

### 5.3.3.5 - Região de Fronteira entre Modo II e Zona Proibida

A partir das equações (5.10) e fazendo-se  $I_0=0$ , obtêm-se as equações da fronteira entre os modos de operação contínuo II e zona proibida.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 RI^2 = (-V_o - 1)^2 + p^2 \\
 RI^2 = 1 + (I_1 + p)^2 \\
 R2^2 = 1 + (I_1 - p)^2 \\
 R2^2 = (V_2 - 1)^2 + (I_2 - p)^2 \\
 R5^2 = V_0^2 + p^2 \\
 R5^2 = (I_2 - p)^2 + V_2^2 \\
 \cos\beta = 1 - \frac{I_1^2 + V_0^2}{2R_1^2} \\
 \cos\gamma = 1 - \frac{(I_2 - I_1)^2 + V_2^2}{2R_2^2} \\
 \cos\alpha = 1 - \frac{I_2^2 + (V_0 - V_2)^2}{2R_5^2} \\
 \phi = \beta + \gamma \\
 \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha
 \end{array} \right. \quad (5.17)$$

A partir das expressões obtidas podem-se representar as regiões de operação do conversor TL-ZVS-PWM-PR operando acima da frequência de ressonância, conforme mostra a Fig. 5.15. Nas figuras, as regiões de operação aparecem como função da razão cíclica  $\theta$  e da corrente normalizada de carga  $p$ , para três diferentes frequências angulares normalizadas de chaveamento  $\omega_{sn}$ . Uma linha pontilhada usada na figura para definir a fronteira entre o modo de condução contínua e a zona proibida, na qual o conversor deixa de operar, pois há a perda de comutação das chaves sob tensão nula. A zona proibida deixa de existir quando a frequência angular normalizada de chaveamento torna-se maior que 1.2.



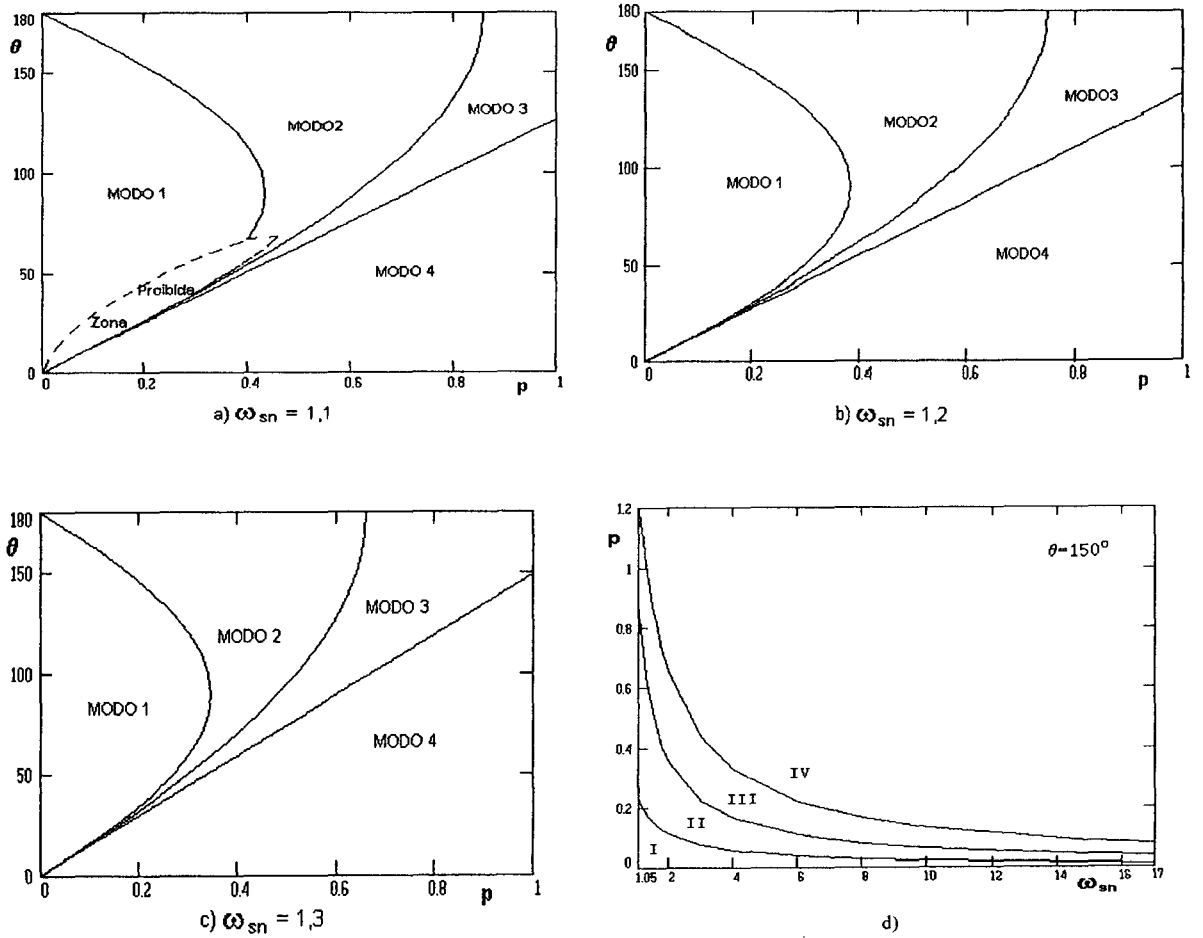


Fig.5.15 Regiões de operação do conversor TL-ZVS-PWM-PR.

### 5.3.4 - Característica de Saída

A tensão média normalizada de saída,  $q$ , foi calculada para as frequências  $\omega_{sn}=1,2$  e  $1,3$ , como uma função do ângulo  $\theta$  (razão cíclica), e está apresentada na Fig.5.16. Na Fig.5.17 representada-se a corrente média normalizada de saída,  $p$ , em função do ângulo  $\theta$ , para  $\omega_{sn}=1,2$ ,  $1,3$  e  $2,0$ . Conhecer a característica de saída é importante para projetar o conversor.

A tensão média no capacitor ressonante é igual a tensão média na carga, que é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$q = \frac{\omega sn}{\pi}(B + C + A)$$

$$B = \int_0^{\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1) d\omega t + \int_0^{B-\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1) = R_1 \text{sen} \beta' - R_1 \text{sen}(\beta' - \beta) - \beta \quad (5.18)$$

$$C = \int_{\pi-\gamma}^{\pi} R_6 \text{sen} \omega t d\omega t = R_6(1 - \cos \gamma)$$

$$A = \int_0^{\alpha} R_5 \text{sen} \omega t d\omega t = R_5(1 - \cos \alpha)$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1+V_0}{R_1}$$

b) MODO II:

$$q = \frac{\omega sn}{\pi}(B + C + A)$$

$$B = \int_{\beta'-\beta}^{\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1) d\omega t = R_1 \text{sen} \beta' - R_1 \text{sen}(\beta' - \beta) - \beta \quad (5.19)$$

$$C = \int_{\gamma'-\gamma}^{\gamma} (1 - R_2 \cos \omega t) d\omega t = R_2 \text{sen}(\gamma' - \gamma) - R_2 \text{sen} \gamma' + \gamma$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} R_5 \cos \omega t d\omega t = R_5 \{ \text{sen} \alpha - \text{sen}(\alpha' - \alpha) \}$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \alpha' = \cos^{-1} \frac{V_2}{R_5} \quad \gamma' = \cos^{-1} \frac{1-V_2}{R_2}$$

c) MODO III:

$$q = \frac{\omega sn}{\pi}(B + C + A)$$

$$B = \int_{\beta'-\beta}^{\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1) d\omega t = R_1 \text{sen} \beta' - R_1 \text{sen}(\beta' - \beta) - \beta \quad (5.20)$$

$$C = \int_0^{\gamma} (1 - \cos \omega t) d\omega t = \gamma - \text{sen} \gamma$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} R_5 \cos \omega t d\omega t = R_5 \{ \text{sen} \alpha - \text{sen}(\alpha' - \alpha) \}$$

Nas figuras 5.16 e 5.17 estão representadas as características de saída do conversor, tensão normalizada de saída em função do ângulo de controle e corrente normalizada de saída

em função da tensão normalizada de saída

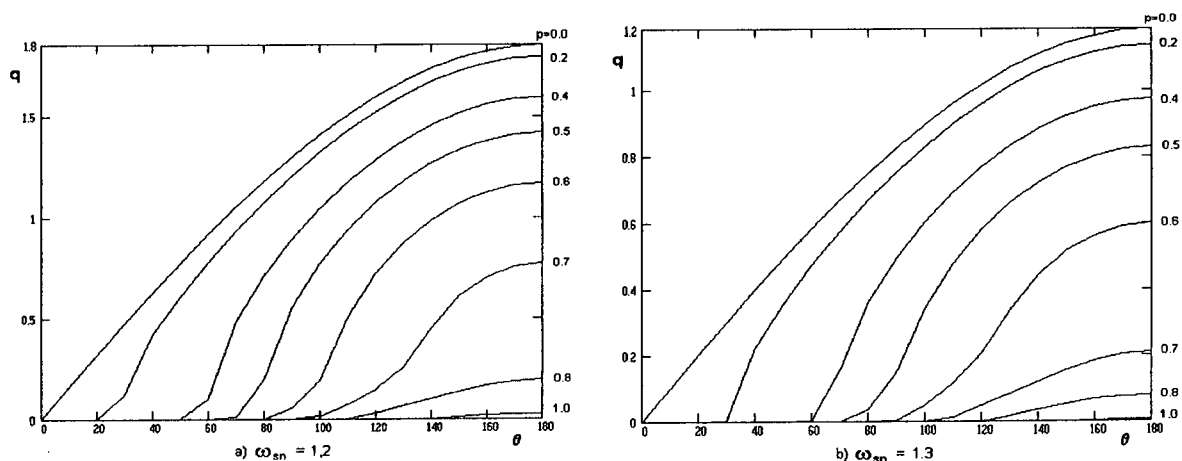


Fig.5.16 Característica de saída: tensão normalizada de saída  $q$  versus ângulo.

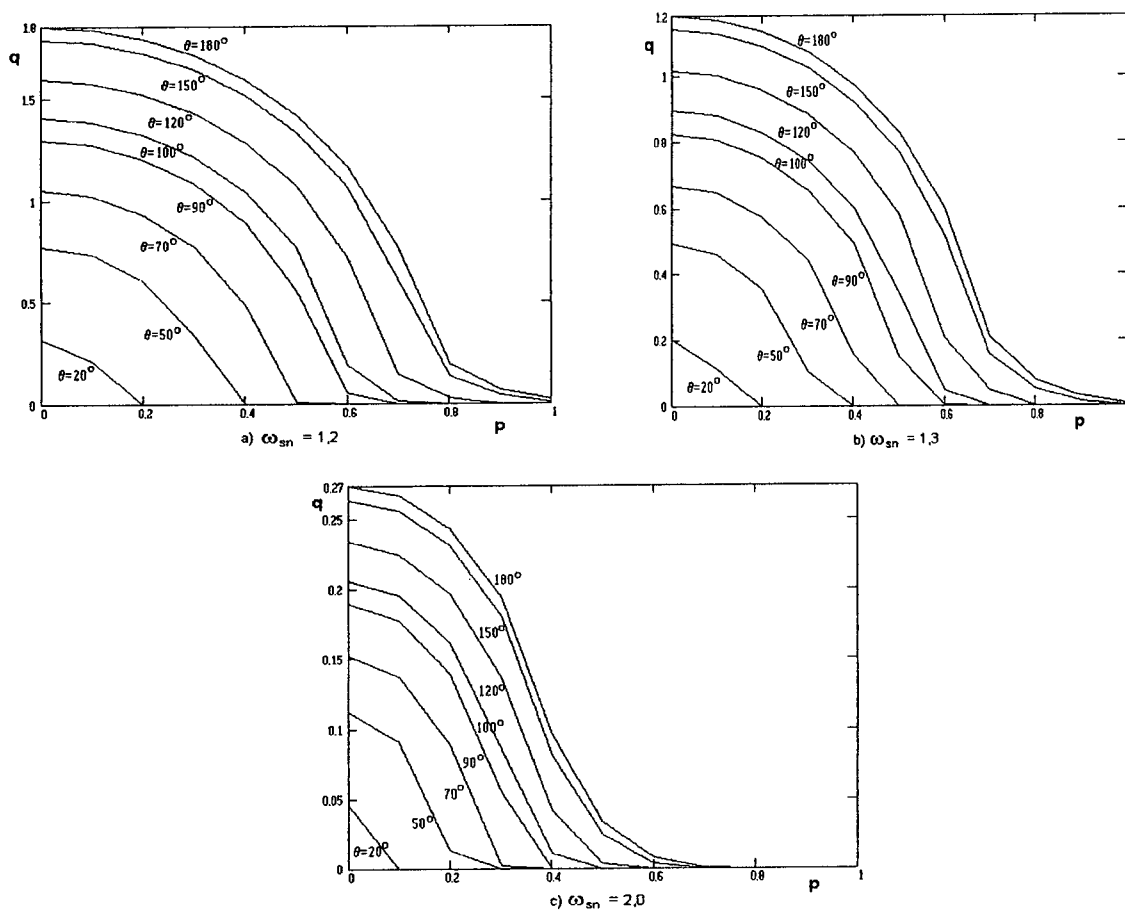


Fig.5.17 Característica de saída: corrente versus tensão de saída normalizada.

### 5.3.5 - Cálculo dos Principais Parâmetros do Circuito

A partir do conhecimento das equações que regem cada etapa de operação e suas fronteiras, podem-se calcular os principais parâmetros do conversor TL-ZVS-PWM-PR.

#### 5.3.5.1. -Corrente Eficaz no Indutor Ressonante

A corrente eficaz no indutor ressonante, que está representada na Fig. 5.18, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi}(B + C + A)}$$

$$B = \int_{\pi-\beta'}^{\pi+\beta-\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1)^2 d\omega t$$

$$C = \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}-\gamma} (R_6 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_0^{\alpha} (R_5 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$
(5.21)

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1+V_1}{R_1}$$

b) MODO II:

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi}(B + C + A)}$$

$$B = \int_{\pi-\beta'}^{\pi+\beta-\beta'} (R_1 \cos \omega t - 1)^2 d\omega t$$

$$C = \int_{\pi-\gamma'}^{\pi+\gamma-\gamma'} (R_2 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} (R_5 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t$$
(5.22)

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \alpha' = \cos^{-1} \frac{V_2}{R_5} \quad \gamma' = \cos^{-1} \frac{1-V_2}{R_2}$$

c) MODO III:

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} (B + D + C + A)}$$

$$B = \int_0^{\beta'} (p - R_1 \text{sen } \omega t)^2 d\omega t + \int_0^{B-\beta'} (R_1 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$D = \int_0^{I_1} K_\delta i_{Lr}^2 di_{Lr} + \int_0^p i_{Lr}^2 di_{Lr} \quad (5.23)$$

$$C = \int_0^\gamma (\text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} (R_5 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \alpha' = \cos^{-1} \frac{V_2}{R_5} \quad \gamma' = \cos^{-1} 1-V_2$$

$$K_\delta = \begin{cases} 1 & \text{se } I_1 \geq 0 \\ -1 & \text{se } I_1 < 0 \end{cases}$$

d) MODO IV:

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} \left\{ \int_{-\frac{\beta}{2}}^{\frac{\beta}{2}} (\omega t)^2 d\omega t + \int_{\beta}^{\frac{\pi}{\omega_{sn}}} \left(\frac{\beta}{2}\right)^2 d\omega t \right\}} \quad (5.24)$$

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} \left\{ -\frac{1}{6} \beta^3 + \frac{1}{4} \beta^2 \frac{\pi}{\omega_{sn}} \right\}}$$

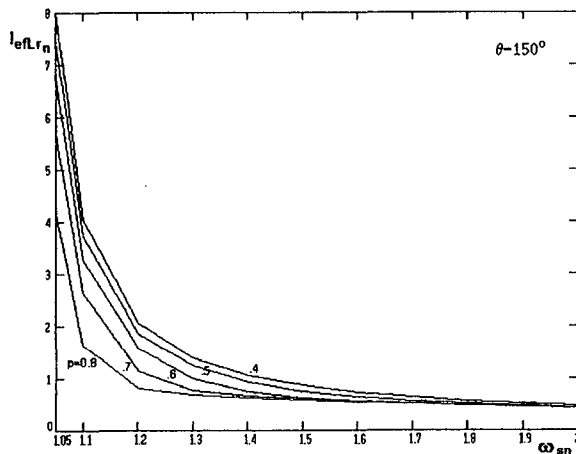


Fig.5.18 Corrente Eficaz Normalizada em  $L_r$ , versus  $\omega_{sn}$ .

### 5.3.5.2 - Corrente Máxima no Indutor Ressonante

A corrente máxima no indutor ressonante, que está representada na Fig. 5.19, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$I_{máxLr_n} = I_2 \quad (5.25)$$

b) MODO II:

$$I_{máxLr_n} = \begin{cases} I_2 & \text{se } \gamma' \leq \frac{\pi}{2} \\ R_5 + p & \text{se } \gamma' > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad \gamma' = \cos^{-1} \frac{1 - V_2}{R_2} \quad (5.26)$$

c) MODO III:

$$I_{máxLr_n} = \begin{cases} I_2 & \text{se } \gamma \leq \frac{\pi}{2} \\ R_5 + p & \text{se } \gamma > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (5.27)$$

d) MODO IV:

$$I_{maxLrn} = \frac{\beta}{2} \quad (5.28)$$

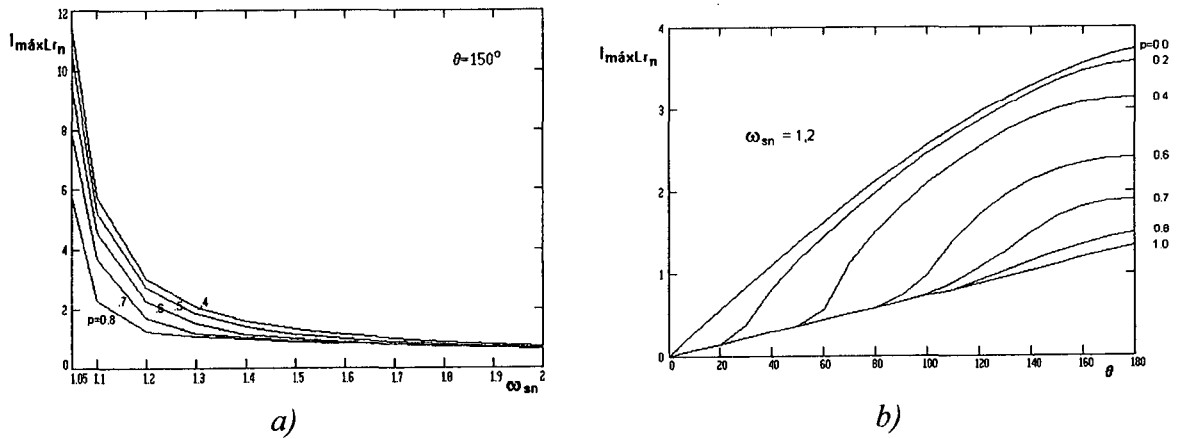


Fig.5.19 Corrente Máxima Normalizada em  $L_r$  vs.  $\omega_{sn}(a)$  e vs.  $\theta(b)$ .

### 5.3.5.3 - Tensão Máxima no Capacitor Ressonante

A tensão máxima no capacitor ressonante, que está representada na Fig. 5.20, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I, II e III:

$$V_{maxCr_n} = \begin{cases} R_5 & ,se \alpha \geq \frac{\pi}{2} \\ R_1 - 1 & ,se \alpha < \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

b) MODO IV:

$$V_{maxCr_n} = 0$$

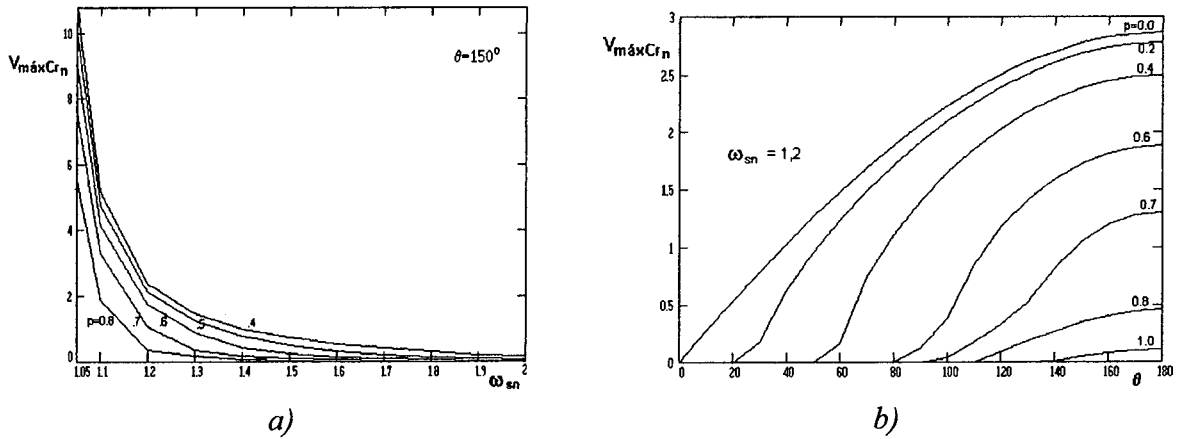


Fig.5.20 Tens\~ao M\~axima Normalizada em  $C_r$  vs.  $\omega_{sn}$ (a) e vs.  $\theta$ (b).

### 5.3.5.4 - Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$

A corrente eficaz nas chaves  $S_1$  e  $S_4$ , que est\~a representada na Fig. 5.21, \~e calculada a partir das seguintes equa\~oes:

a) MODO I:

$$I_{efS1,4} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_{\pi-\beta'}^{\pi-\beta''} (R_1 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t \right\}} \quad (5.31)$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1+V_1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1}$$

b) MODO II:

$$I_{efS1,4n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_{\pi-\beta'}^{\pi-\beta''} (R_1 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t + \int_{\pi-\gamma'}^{\pi-\gamma'+\gamma} (R_2 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t \right\}} \quad (5.32)$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1} \quad \gamma' = \cos^{-1} \frac{1-V_2}{R_2}$$

c) MODO III:



$$I_{efS1,4n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi}(B + D + C)}$$

$$B = \int_0^{\beta'} (p - R_1 \text{sen } \omega t)^2 d\omega t + \int_0^{-\beta''} (R_1 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t \quad (5.33)$$

$$D = \int_0^1 K_\delta i_{Lr}^2 di_{Lr} + \int_0^p i_{Lr}^2 di_{Lr}$$

$$C = \int_0^\gamma (\text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

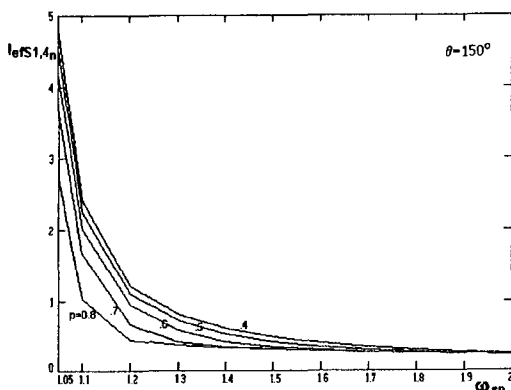
onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1}$$

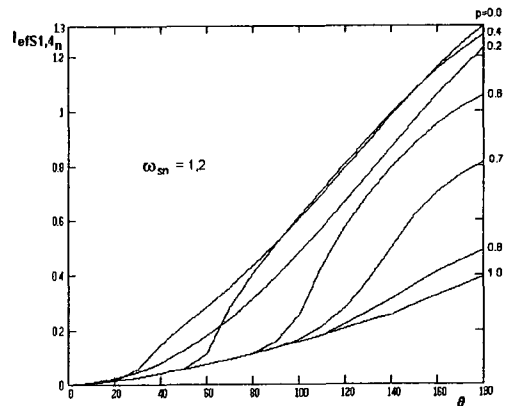
d) MODO IV:

$$I_{efS1,4} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_0^\beta (\omega t)^2 d\omega t \right\}} \quad (5.34)$$

$$I_{efS1,4} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \frac{1}{3} \left( \frac{\beta}{2} \right)^3 \right\}}$$



a)



b)

Fig.5.21 Corrente Eficaz Normalizada em  $S_{1,4}$  vs.  $\omega_{sn}$  (a) e vs.  $\theta$  (b).

### 5.3.5.5 - Corrente Média nos Diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$

A corrente média nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ , que está representada na Fig. 5.22, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I, II e III:

$$I_{medD1,4n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \int_{\pi+\beta-\beta'}^{\pi-\beta''} (R_1 \text{sen } \omega t - p) d\omega t \quad (5.35)$$

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1+V_1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1}$$

b) MODO IV:

$$I_{medD1,4n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \int_{-\frac{\beta}{2}}^0 \omega t d\omega t \quad (5.36)$$

$$I_{medD1,4n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \frac{\beta^2}{8} \right\}$$

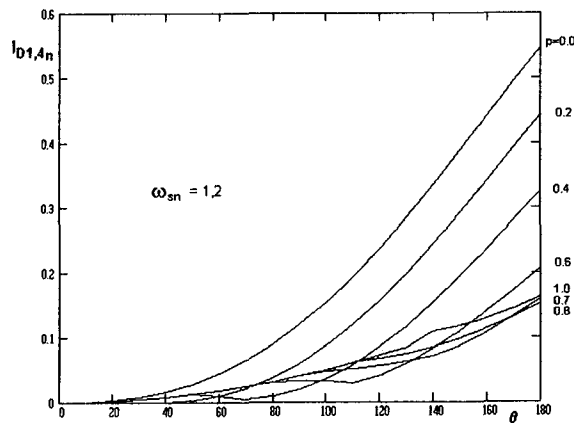


Fig.5.22 Corrente Média Normalizada nos diodos  $D_{1,4}$  versus  $\theta$ .

### 5.3.5.6 - Corrente Média nos Diodos Grampeadores $D_{c1}$ e $D_{c2}$

A corrente média nos diodos grampeadores  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$ , que está representada na Fig. 5.23, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$I_{medDc1,2n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_{\alpha}^0 (R_5 \cos \omega t + p) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} (R_6 \text{sen } \omega t - p) d\omega t \right\} \quad (5.37)$$

$$I_{medDc1,2n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \{ p\alpha + R_5 \text{sen}\alpha + R_6 \text{sen}\gamma - p\gamma \}$$

b) MODO II e III:

$$I_{medDc1,2_n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} (R_5 \cos \omega t + p) d\omega t \right\} \quad (5.38)$$

$$I_{medDc1,2_n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \{ p \alpha - R_5 \cos \alpha' + R_5 \cos(\alpha - \alpha') \}$$

onde

$$\alpha' = \cos^{-1} \frac{V_2}{R_5}$$

c) MODO IV:

$$I_{medDc1,2_n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \int_{\beta}^{\frac{\pi}{\omega_{sn}}} \frac{\beta}{2} d\omega t \quad (5.39)$$

$$I_{medDc1,2_n} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \frac{\beta}{2} \frac{\pi}{\omega_{sn}} - \frac{\beta^2}{2} \right\}$$

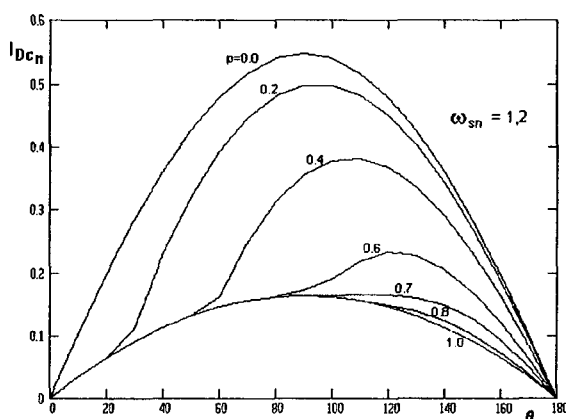


Fig.5.23 Corrente Média dos Diodos Grampeadores  $D_{C1,2}$  vs.  $\theta$ .

### 5.3.5.7 - Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$

A corrente eficaz nas chaves  $S_2$  e  $S_3$ , que está representada na Fig. 5.24, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$I_{efS2,3_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi}(B + C + A)}$$

$$B = \int_{\pi-\beta'}^{\pi-\beta''} (R_1 \cos \omega t - p)^2 d\omega t$$

$$C = \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}-\gamma} (R_6 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_0^{\alpha} (R_5 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$
(5.40)

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1+V_1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1}$$

b) MODO II:

$$I_{efS1,2_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi}(B + C + A)}$$

$$B = \int_{\pi-\beta'}^{\pi-\beta''} (R_1 \cos \omega t - 1)^2 d\omega t$$

$$C = \int_{\pi-\gamma'}^{\pi+\gamma-\gamma'} (R_2 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} (R_5 \text{sen } \omega t - p)^2 d\omega t$$
(5.41)

onde

$$\beta' = \cos^{-1} \frac{1}{R_1} \quad \beta'' = \text{sen}^{-1} \frac{p}{R_1} \quad \alpha' = \cos^{-1} \frac{V_2}{R_5} \quad \gamma' = \cos^{-1} \frac{1-V_2}{R_2}$$

c) MODO III:

$$I_{efS2,3_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi}(B + D + C + A)}$$

$$B = \int_0^{\beta'} (p - R_1 \text{sen } \omega t)^2 d\omega t + \int_0^{-\beta''} (R_1 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$D = \int_0^{I_1} K_\delta i_{Lr}^2 di_{Lr} + \int_0^p i_{Lr}^2 di_{Lr}$$

$$C = \int_0^\gamma (\text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$

$$A = \int_{\alpha'-\alpha}^{\alpha'} (R_5 \text{sen } \omega t + p)^2 d\omega t$$
(5.42)

d) MODO IV:

$$I_{efS_{2,3}_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\beta}{2}} (\omega t)^2 d\omega t + \int_{\frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{\omega_{sn}}} \left(\frac{\beta}{2}\right)^2 d\omega t \right\}} \quad (5.43)$$

$$I_{efS_{2,3}_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left\{ -\frac{5}{24} \beta^3 + \frac{1}{4} \beta^2 \frac{\pi}{\omega_{sn}} \right\}}$$

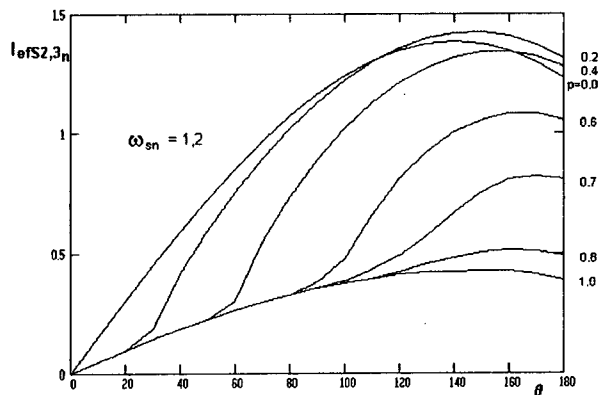


Fig.5.24 Corrente Eficaz Normalizada nas Chaves  $S_{2,3}$  versus  $\theta$ .

### 5.3.5.8 - Corrente de Bloqueio da Chave $S_{1,4}$ e $S_{2,3}$

A corrente de bloqueio da chave  $S_{1,4}$  e  $S_{2,3}$ , que está representada na Fig. 5.25, é calculada a partir das seguintes equações:

a) MODO I:

$$I_{bloS_{1,4}_n} = R_6 \cos \gamma - p \quad (5.44)$$

$$I_{bloS_{2,3}_n} = R_5 \cos \alpha + p$$

b) MODO II e III:

$$I_{bloS_{1,4}_n} = R_5 \sin \alpha' + p \quad (5.45)$$

$$I_{bloS_{2,3}_n} = R_5 \sin(\alpha' - \alpha) + p$$

c) MODO IV:

$$I_{bloS1,4_n} = \frac{\beta}{2} \quad (5.46)$$

$$I_{bloS2,3_n} = \frac{\beta}{2}$$

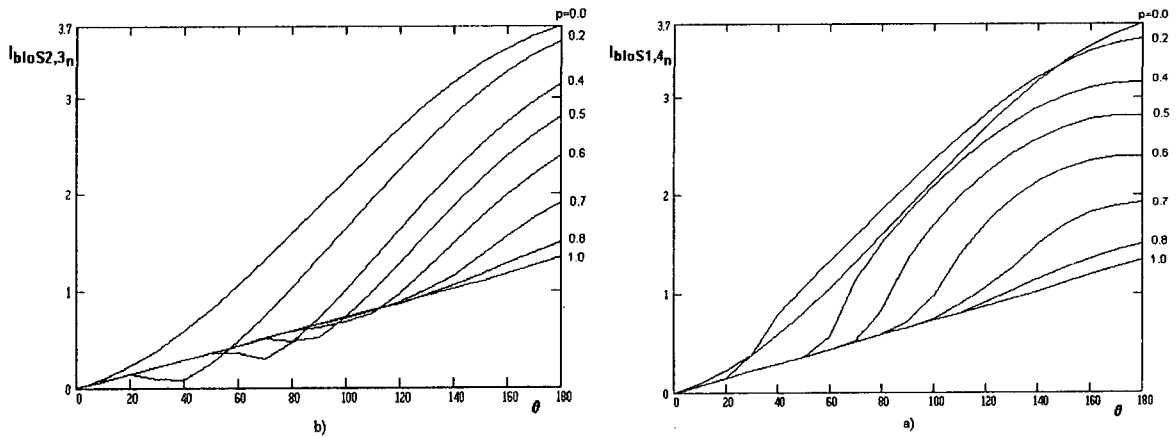


Fig.5.25 Cor. de Bloqueio Normalizadas versus  $\theta$

a) nas chaves  $S_{1,4}$

b) nas chaves  $S_{2,3}$

### 5.3.6 - Análise das Comutações

Na análise das comutações das chaves semicondutoras principais, inicialmente, assume-se que a corrente do indutor ressonante não varia durante o pequeno intervalo de comutação. Assim sendo, deve-se conhecer o valor da corrente no indutor ressonante nas comutações de  $S_1$  para  $D_{c1}$  (bloqueio de  $S_1$ ) e nas comutações de  $S_2$  para  $S_3$  (bloqueio de  $S_2$ ). Para que essas comutações se realizem com sucesso, i. é, para que a energia armazenada no indutor ressonante seja suficiente para carregar e descarregar os capacitores de comutação, o valor da corrente em todas as situações de operação existentes deve ser maior que a corrente mínima, dada por:

$$I_{mfn} = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{1,5 C}{L_r}}$$

Através da corrente de bloqueio das chaves  $S_{1,4}$  e  $S_{2,3}$  dadas pelas equações de (5.44) a (5.46), podem se traçar as curvas das correntes de bloqueio de  $S_{1,4}$  e  $S_{2,3}$  em função do ângulo de controle e da frequência  $\omega_{sn}$ , conforme mostram as Fig.5.26a e b, respectivamente.

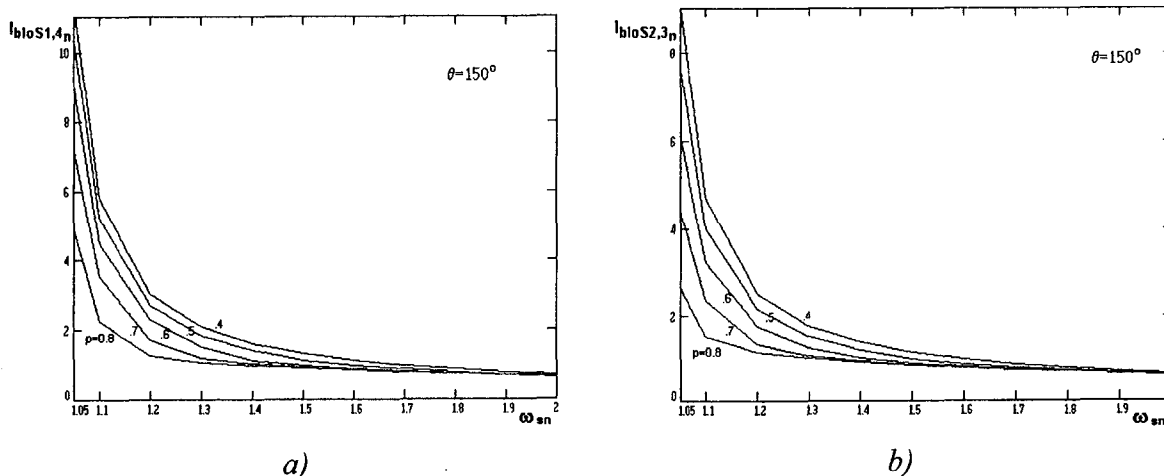


Fig.5.26 Cor. de Bloqueio em  $S_{1,4}$ (a) e  $S_{2,3}$ (b) em função da frequência  $\omega_{sn}$ , para  $\theta = 150^\circ$ .

## 5.4 - PROJETO-EXEMPLO

Os principais componentes e parâmetros do conversor TL-ZVS-PWM-PR serão calculados e definidos a partir das equações e ábacos obtidos na seção anterior. Os valores obtidos serão utilizados para a simulação e para a realização de um protótipo com saída isolada.

As especificações iniciais do conversor são:

- Potência nominal de saída  $\Rightarrow P_o = 1,2 \text{ kW}$
- Tensão de entrada  $\Rightarrow E = 600 \text{ V}$
- Tensão de saída  $\Rightarrow V_o = 60 \text{ V}$
- Frequência de chaveamento  $\Rightarrow f_s = 100 \text{ kHz}$

### 5.4.1 - Freqüência de Chaveamento Normalizada $\omega_{sn}$

Para a escolha da freqüência de chaveamento normalizada, alguns pontos serão observados, entre eles: energia armazenada no tanque ressonante, comutação ZVS em toda faixa de operação de carga, corrente eficaz e máxima nas chaves semicondutoras principais.

Adotando-se  $\theta = 150^\circ$  para operação a plena carga e conhecendo-se as equações do conversor, pode se calcular numericamente a tensão de saída no primário,  $q$ , em função da freqüência normalizada  $\omega_{sn}$ . As curvas referentes a esta situação são mostradas na Fig.5.27.

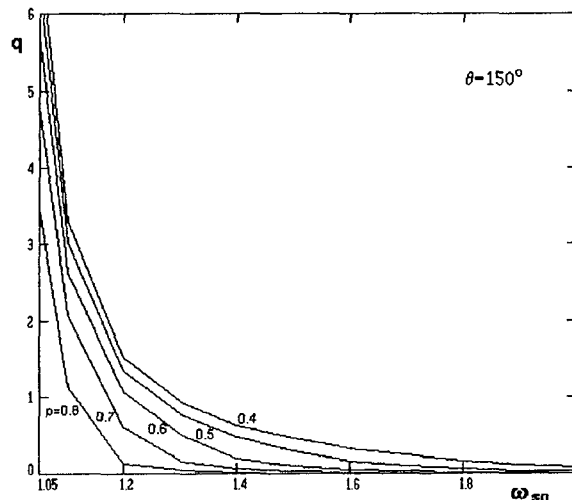


Fig.5.27 Tensão de saída em função de  $\omega_{sn}$ .

A relação de transformação pode ser determinada a partir da seguinte relação:

$$n_r = q \frac{E}{2V_o}$$

Na Fig.5.28 é mostrada a relação de transformação em função da freqüência normalizada

$\omega_{sn}$ .



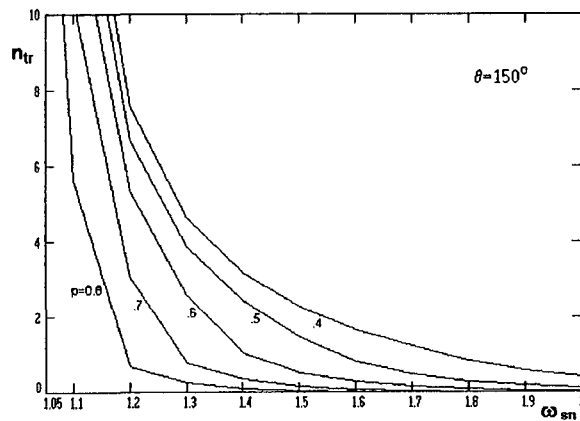


Fig.5.28 Relação de transformação versus frequência  $\omega_{sn}$ .

A impedância do tanque ressonante em função da frequência  $\omega_{sn}$  é apresentada na Fig.5.29. Tal impedância foi obtida a partir da seguinte relação:

$$Z_r = p n_{tr} \frac{E}{I_o}$$

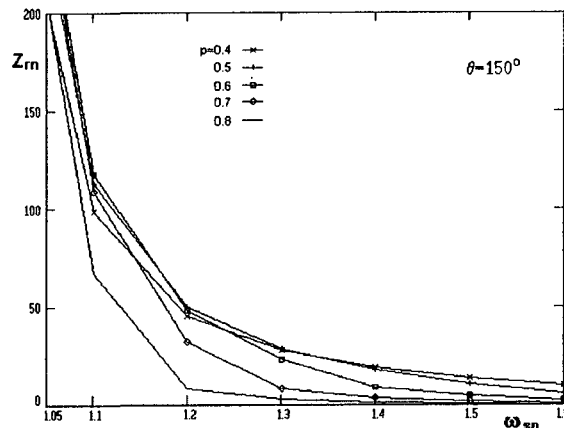


Fig.5.29 Impedância do tanque ressonante versus frequência  $\omega_{sn}$ .

O indutor e o capacitor de ressonância podem ter seus valores determinados a partir das expressões que seguem:

$$L_r = \frac{Z_r}{\omega_s} \omega_{sn} \quad C_r = \frac{\omega_{sn}}{Z_r \omega_s}$$

onde  $\omega_s = 2\pi f_s$  é a frequência angular de chaveamento.

Encontram-se desenhadas nas Fig.5.30 e 5.31, para algumas correntes de saída normalizadas, a indutância  $L_r$  e capacitância  $C_r$  em função da frequência  $\omega_{sn}$ .

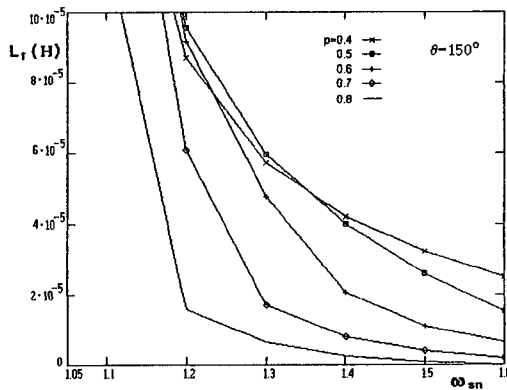


Fig.5.30 Indutância de Ressonância  $L_r$  versus  $\omega_{sn}$ .

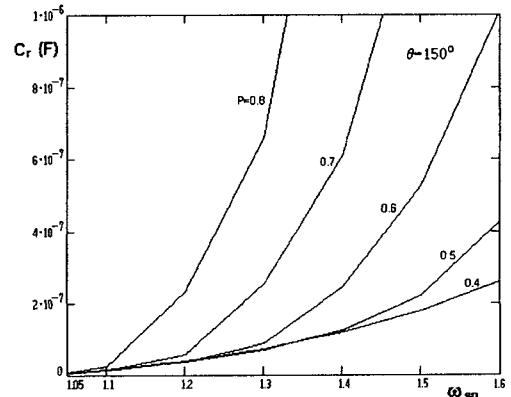


Fig.5.31 Capacitância de Ressonância  $C_r$  versus  $\omega_{sn}$ .

As energias do indutor e capacitor ressonantes podem ser determinadas por:

$$E_{Lr} = \frac{L_r I_{máxLr}^2}{2} \quad E_{Cr} = \frac{C_r V_{máxCr}^2}{2}$$

onde

$$I_{máxLr} = I_{máxLr_n} \frac{E}{Z_r} \quad e \quad V_{máxCr} = V_{máxCr_n} E$$

A energia máxima total armazenada nos elementos do tanque ressonante pode ser estabelecida pela soma das energias máximas nos dois elementos.

$$E_t = E_{Lr} + E_{Cr}$$

Nas Fig.5.32, 5.33 e 5.34 são apresentadas as energias máximas no indutor, no capacitor e total.

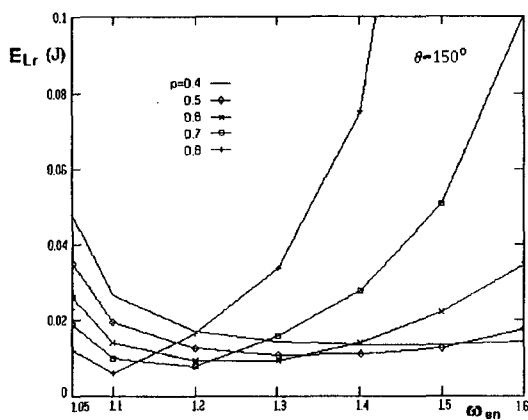


Fig.5.32 Energia Máxima em  $L_r$  versus  $\omega_{sn}$ .

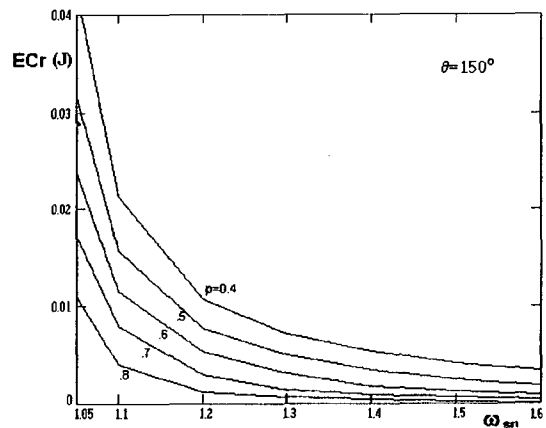


Fig.5.33 Energia Máxima em  $C_r$  versus  $\omega_{sn}$ .

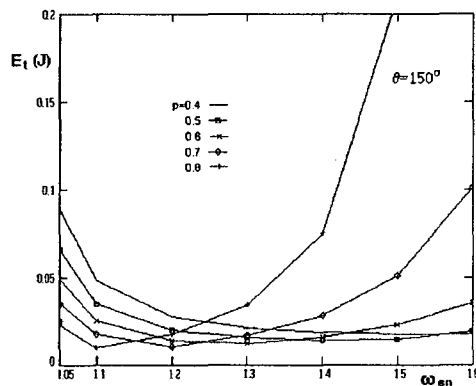


Fig.5.34 Energia Máxima no Tanque Ressonante vs.  $\omega_{sn}$ .

Através da análise das faixas de comutação ZVS, realizada no item 5.2, pode se concluir que a frequência  $\omega_{sn}$  a ser escolhida deverá ser maior que 1,2, garantindo comutação ZVS para uma larga faixa de carga. A partir das Fig.5.32, Fig.5.33 e Fig.5.34, que mostram as energias máximas associadas aos elementos de ressonância, observa-se que é de interesse, no intuito de minimizar perdas de condução, peso e volume, trabalhar com valores pequenos de  $\omega_{sn}$ , i. é, próximos da unidade. Considerando como restrições a operação em uma larga faixa de carga com comutação ZVS e perdas de condução mínimas, a frequência  $\omega_{sn}$  igual a 1,2 mostrou-se a mais adequada.

Adota-se  $p=0,7$ , pois, para esse valor, a energia máxima total no tanque é mínima, quando  $\omega_{sn}=1,2$  (Fig.5.34). Deste modo, a partir da Fig.5.16 ( $q*\theta$ ), para  $\theta=150^\circ$ , obtem-se  $q=0,6$ .

A relação de transformação  $n_{tr}$  pode então ser calculada por:

$$n_{tr} = q \frac{E}{2V_o} = 0,6 \frac{600V}{2 \cdot 60V}$$

$$n_{tr} = 3$$

A impedância do tanque ressonante é calculada por:

$$Z_r = p n_{tr} \frac{E}{2I_o} = 0,7 \cdot 3 \frac{600V}{220A}$$

$$Z_r = 31,5 \Omega$$

Através do conhecimento da impedância do tanque podem se calcular a indutância e a capacitância de ressonância.

$$L_r = \frac{Z_r}{\omega_s} \omega_{sn} = \frac{(31,5\Omega) 1,2}{2 \pi 100.10^3} = 60 \mu H$$

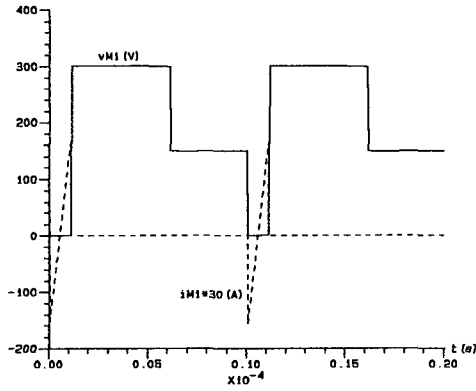
$$C_r = \frac{\omega_{sn}}{Z_r \omega_s} = \frac{1,2}{(31,5\Omega) 2 \pi 100.10^3} = 61 nF$$

## 5.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TL-ZVS-PWM-PR

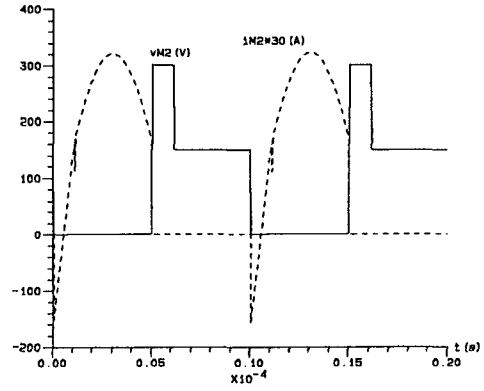
De maneira a verificar o princípio de operação e a validade das análises realizadas anteriormente, simulações do conversor TL-ZVS-PWM-PR foram efetuadas utilizando o programa PROSCES[43].

### 5.5.1 - Modo de Operação I

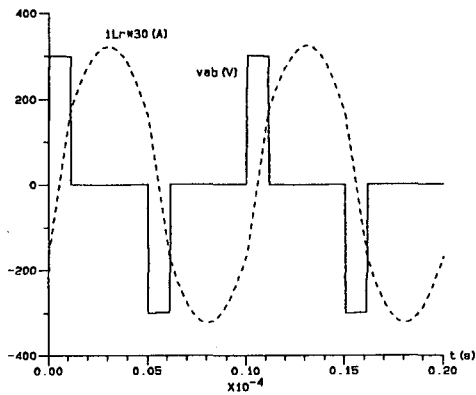
O resultados de simulação para o conversor TL-ZVS-PWM operando no modo I são mostrados na Fig.5.35.



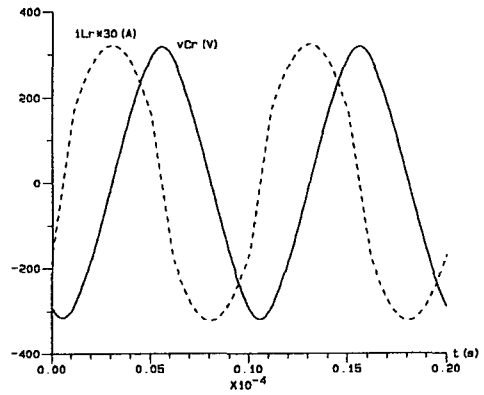
5.35a Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_1$



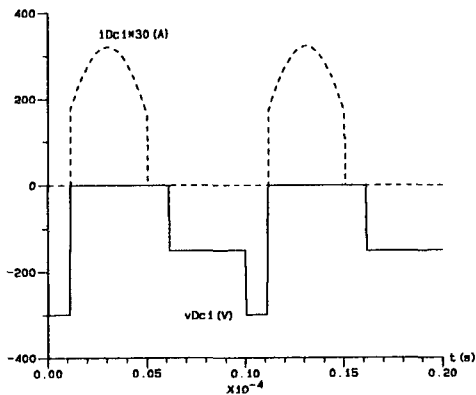
5.35b Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_2$



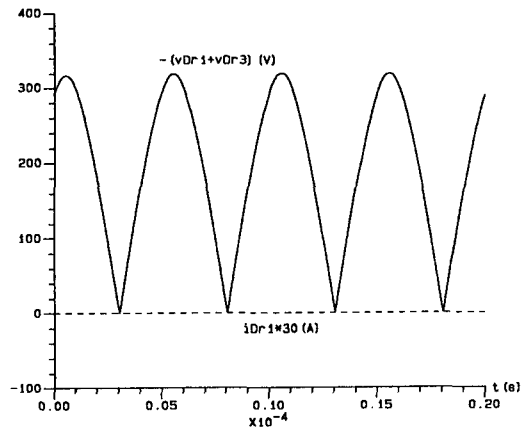
5.35c Tensão  $V_{ab}$  e Corrente no Indutor Ressonante



5.35d Tensão no Capacitor e Corrente no Indutor Ressonante



5.35e Tensão e Corrente no Diodo de Grampeamento  $D_{c1}$

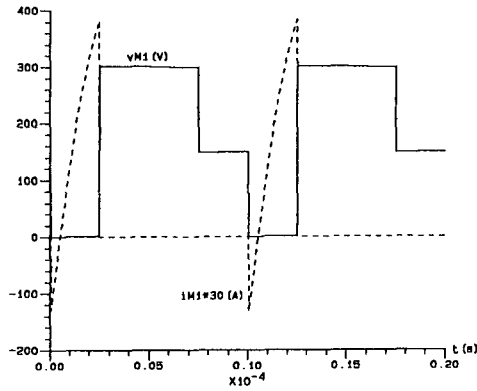


5.35f Corrente e tensão no  $D_{r1}$

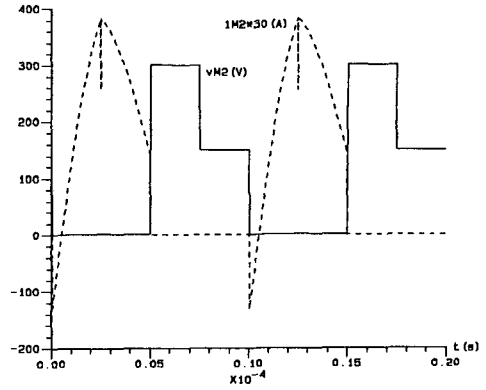
Fig.5.35 Resultados de Simulação do conversor TL-ZVS-PWM-PR no Modo I

## 5.5.2 - Modo de Operação II

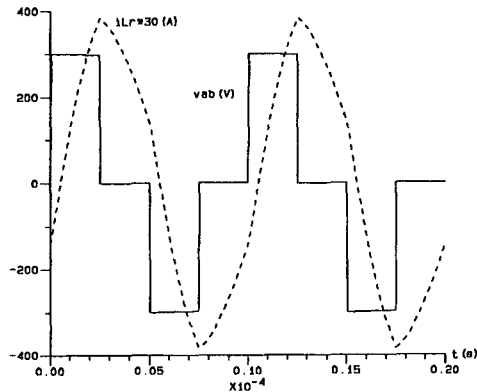
Os resultados de Simulação do conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo II são mostrados na Fig.5.36.



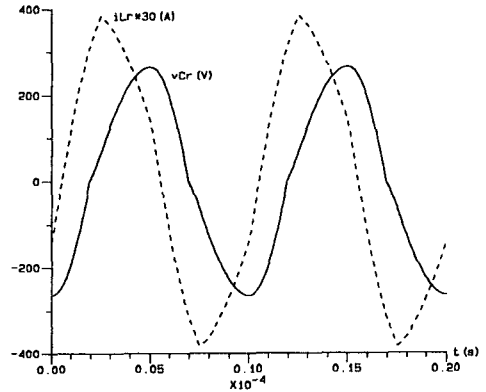
5.36a Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_1$



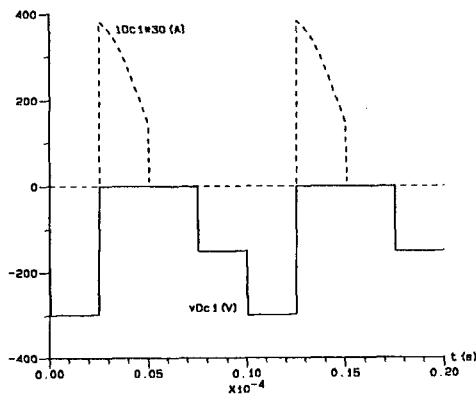
5.36b Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_2$



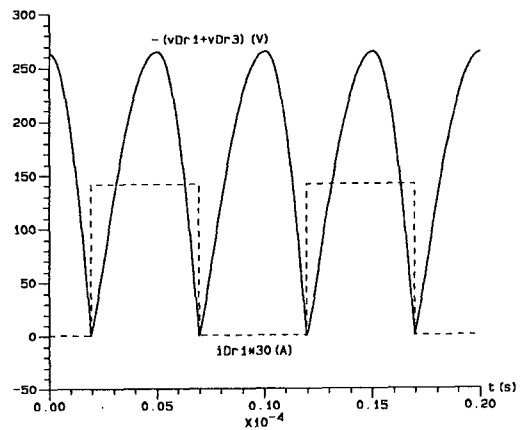
5.36c Tensão  $V_{ab}$  e Corrente no Indutor de Ressonância



5.36d Tensão no Capacitor e Corrente no Indutor de Ressonância



5.36e Tensão e Corrente no Diodo de Grampeamento  $D_{c1}$

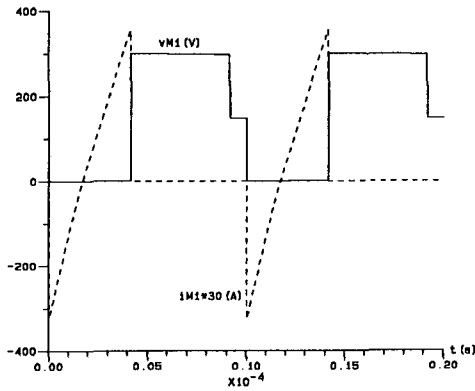


5.36f Tensão e Corrente no  $D_{r1}$

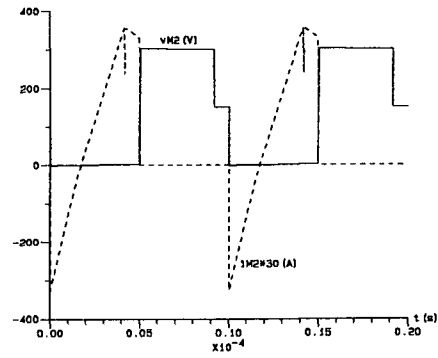
Fig.5.36 Resultados de Simulação do conversor TL-ZVS-PWM-PR no MODO II

### 5.5.3 - Modo de Operação III

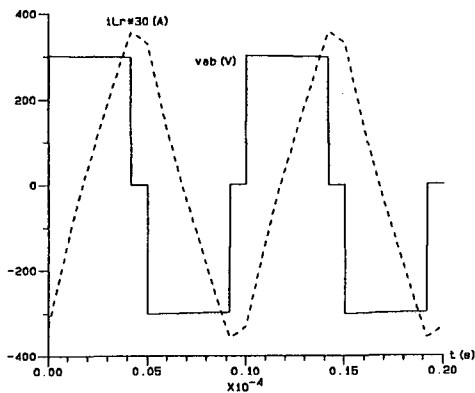
Os resultados de Simulação do conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo III são mostrados na Fig.5.37.



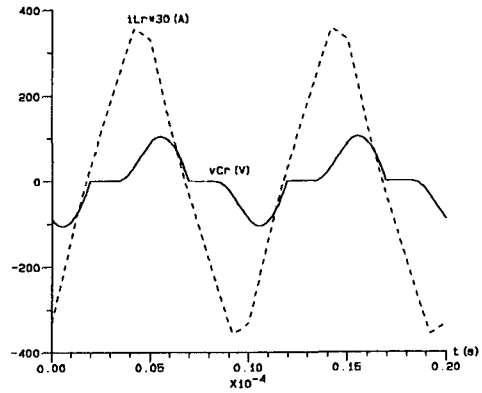
5.37a Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_1$



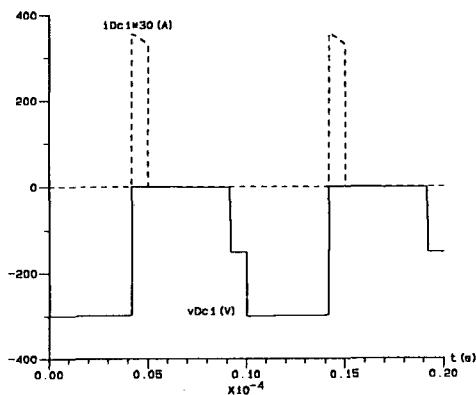
5.37b Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_2$



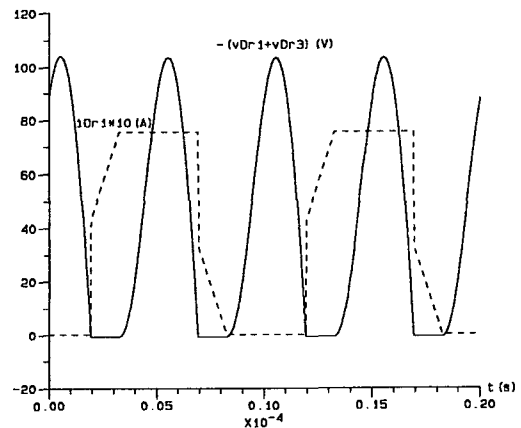
5.37c Tensão  $V_{ab}$  e Corrente no Indutor Ressonante



5.37d Tensão no Capacitor e Corrente no Indutor Ressonante



5.37e Tensão e Corrente no Diodo de Grampeamento  $D_{c1}$

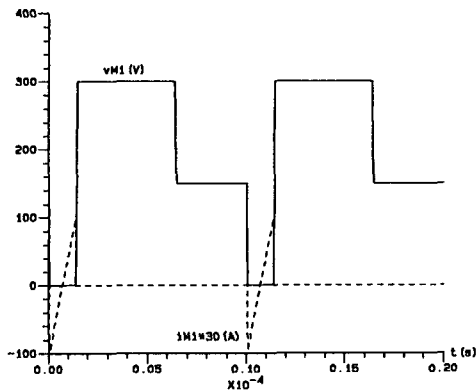


5.37f Tensão e Corrente no  $D_{r1}$

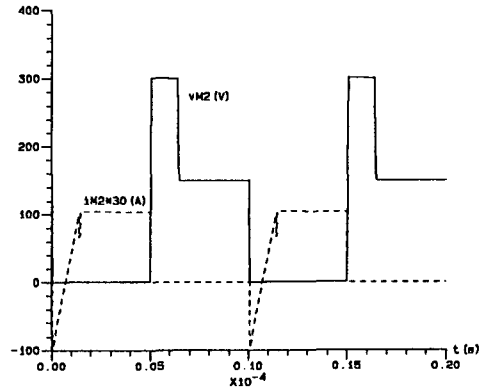
Fig.5.37 Resultados de Simulação do Conversor no MODO III.

### 5.5.4 - Modo de Operação IV

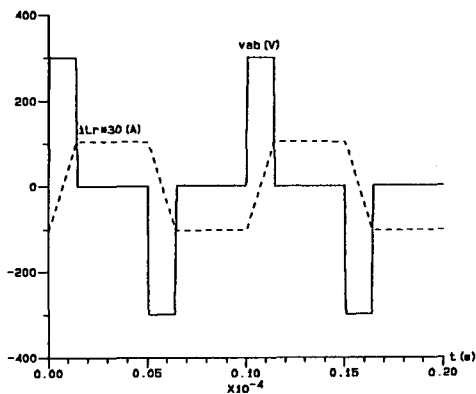
Os resultados de Simulação do conversor TL-ZVS-PWM-PR operando no Modo IV são mostrados na Fig.5.38.



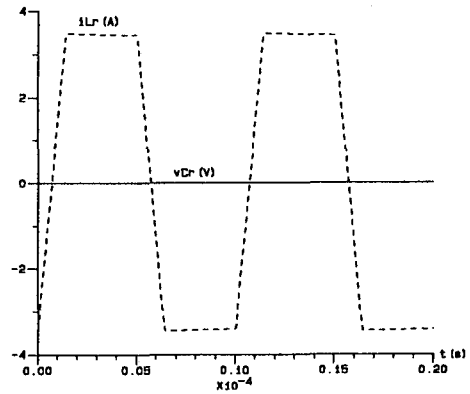
5.38a Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_1$



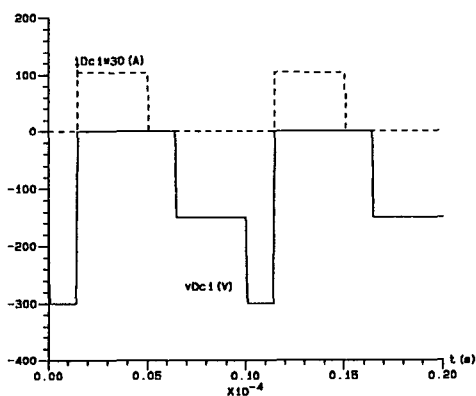
5.38b Tensão Dreno-Fonte e Corrente de Dreno do MOSFET  $M_2$



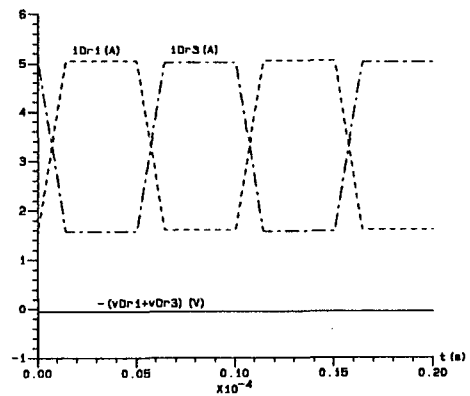
5.38c Tensão  $V_{ab}$  e Corrente no Indutor Ressonante



5.38d Tensão no Capacitor e Corrente no Indutor Ressonante



5.38e Tensão e Corrente no Diodo de Grampeamento  $D_{c1}$



5.38f Corrente e Tensão nos diodos retificadores de saída

Fig.5.38 Resultados de Simulação do Conversor no Modo IV.



## 5.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto-exemplo realizado na seção 5.4 e dos resultados obtidos em simulação, foi implementado em laboratório um conversor TL-ZVS-PWM-PR, com as seguintes especificações:

Potência Nominal de Saída	⇒	$P_o = 1,2 \text{ kW}$
Tensão de Entrada	⇒	$E = 600 \text{ V}$
Tensão de Saída	⇒	$V_o = 60 \text{ V}$
Frequência de Chaveamento	⇒	$f_s = 100 \text{ kHz}$
Indutância de Ressonância	⇒	$L_r = 56 \mu\text{H}$
Capacitância de Ressonância	⇒	$C_r = 66 \text{ nF}$

Os valores calculados para o indutor e para o capacitor foram, respectivamente,  $60 \mu\text{H}$  e  $61 \text{ nF}$ . Entretanto, em virtude da indisponibilidade de capacitores com este valor comercial, optou-se por utilizar o valor de  $66 \text{ nF}$ , adequando-se a indutância para  $56 \mu\text{H}$ . Na Fig.5.39 está representado o circuito de potência implementado, com seus respectivos componentes.

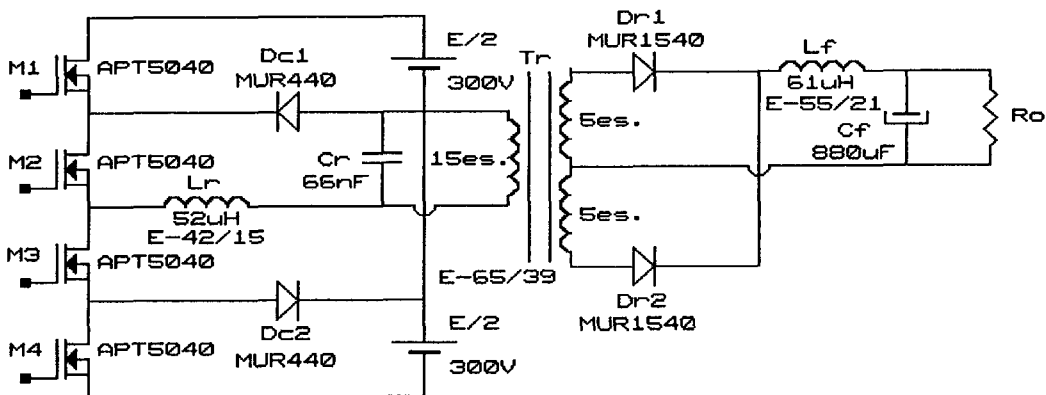


Fig.5.39 Circuito de potência do conversor TL-ZVS-PWM-PR implementado.

Experimentalmente as formas de onda nos principais elementos do circuito foram fotografadas, a plena carga ( $P_o=1,2 \text{ kW}$ ,  $V_o=60 \text{ V}$ ,  $I_o=20 \text{ A}$ ,  $E=600 \text{ V}$  e  $f_s=100 \text{ kHz}$ ), conforme mostrado nas Fig.5.40 a 5.44. Através da observação destas figuras confirmam-se os resultados obtidos na análise teórica e simulação.

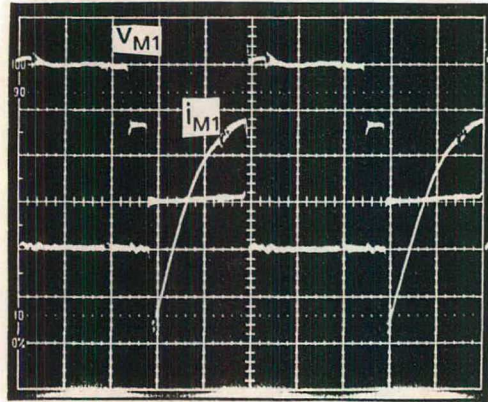


Fig. 5.40 Tensão dreno-fonte  $M_1$  (curva superior). Escala: 100V/div  
 Corrente de dreno  $M_1$  (curva inferior). Escala: 5A/div

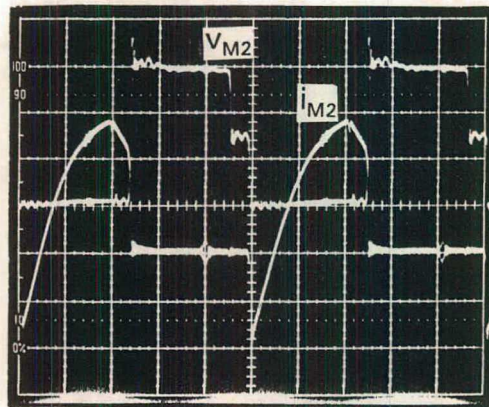


Fig. 5.41 Tensão dreno-fonte  $M_2$  (curva superior). Escala: 100V/div  
 Corrente de dreno  $M_2$  (curva inferior). Escala: 5A/div

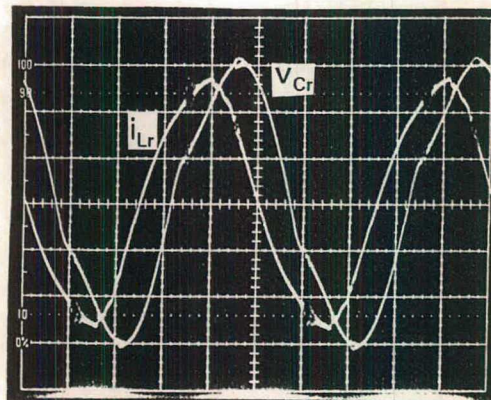


Fig. 5.42 Corrente no indutor ressonante. Escala: 5A/div  
 Tensão no capacitor ressonante. Escala: 50V/div

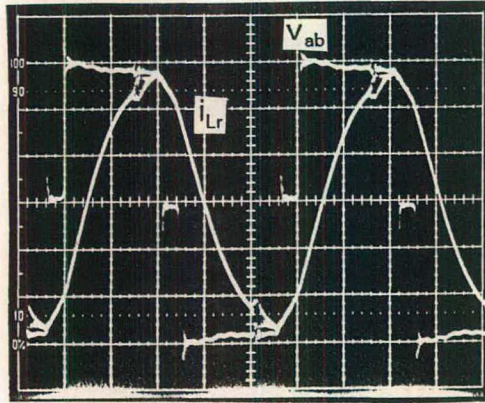


Fig. 5.43 Tensão entre os pontos "a" e "b". Escala: 100V/div  
Corrente no indutor ressonante. Escala: 5A/div

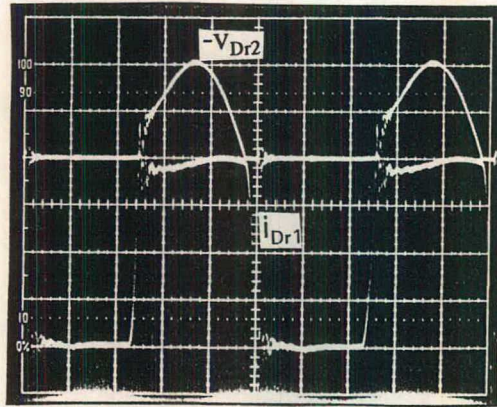


Fig.5.44 Tensão no diodo retificador  $D_{r2}$ . Escala: 50V/div  
Corrente no diodo retificador  $D_{r1}$ . Escala: 5A/div

As curvas características de saída do conversor foram levantadas experimentalmente, conforme mostra a Fig.5.45, para os ângulos de controle  $\theta=60^\circ, 80^\circ, 100^\circ$ . A fim de comparar, foram também traçadas as curvas características teóricas (traço contínuo).

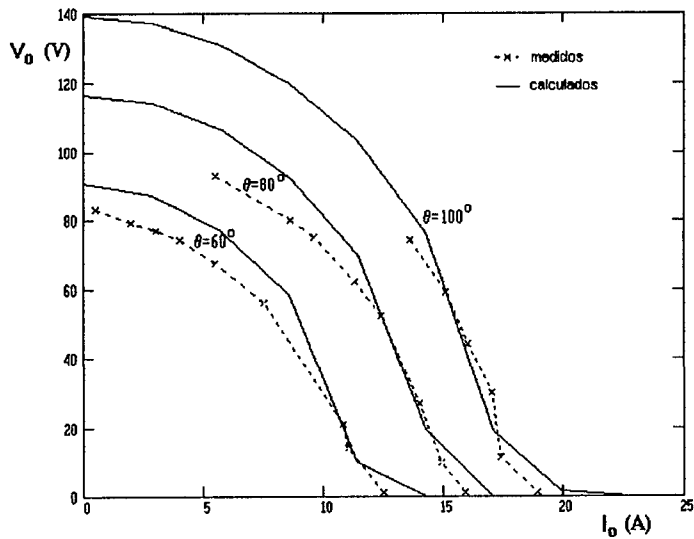


Fig.5.45 Característica de saída do Conversor TL-ZVS-PWM-PR.

A eficiência do conversor TL-ZVS-PWM-PR foi medida experimentalmente em função da corrente de carga, para uma tensão de saída constante igual a 60 V, que está representada na Fig.5.46. O valor da eficiência medido a plena carga (60V, 20A) foi de 84,5%.

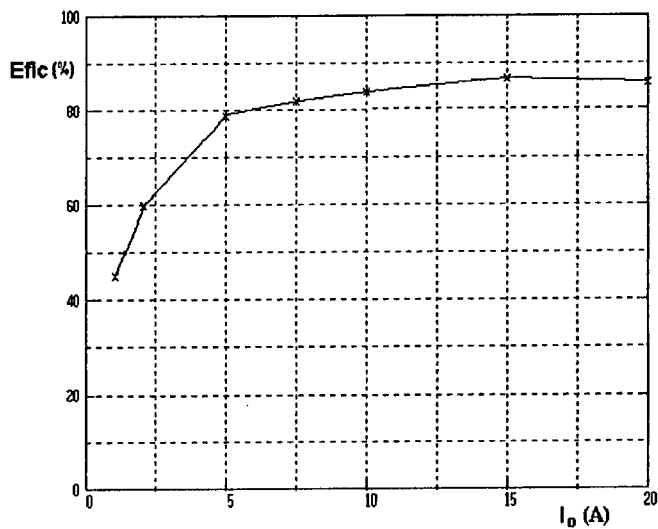


Fig.5.46 Curva da eficiência vs. corrente de carga, para  $V_o=60V$ .

## 5.7 - CONCLUSÃO

Foi mostrado que o conversor pode operar com comutação sob zero de tensão (ZVS) desde a vazio até plena carga. Nos casos onde MOSFET's são empregados, seus diodos e capacitores intrínsecos podem ser aproveitados, portanto, sem necessitar de diodos em antiparalelo e capacitores externos ("snubbers").

As regiões e seus modos de operação foram completamente identificados e definidos. Várias características de saída foram calculadas e diversos ábacos foram gerados, objetivando facilitar o projeto do conversor.

Espera-se deste conversor uma eficiência elevada, devido às mínimas perdas de comutação. Em algumas aplicações, onde a saída é do tipo alta tensão e baixa corrente, o capacitor ressonante pode ser removido para o secundário. Como resultado, os "snubbers" do retificador de saída podem ser eliminados.

# CAPÍTULO 6

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM SÉRIE RESSONANTE COM UM CAC

### 6.1 - INTRODUÇÃO

Várias topologias de conversor CC-CC [6, 7, 8, 9, 10, 11, 12] foram propostas com o fim de diminuir as perdas de chaveamento e reduzir os problemas de interferência eletromagnética (EMI), realizando comutação sob tensão zero e/ou corrente zero. Ao mesmo tempo, é desejável operar em altas frequências de chaveamento, a fim de reduzir o tamanho e o peso dos transformadores e filtros dos conversores.

Nos conversores ressonantes modulados em frequência, a tensão de saída é regulada através do controle da frequência de chaveamento, o que torna o projeto do filtro e do controle uma tarefa mais complexa. Mais recentemente, algumas publicações [6, 7, 8, 9, 10] discutiram os conversores ressonantes com frequência constante, conhecidos como conversores ressonantes de modo grampeado ("Clamped-Mode"). Em [10] foi mencionado que a comutação em zero de tensão é preferível àquela em zero de corrente, pois possibilita minimizar as perdas de comutação, incorporando no processo os elementos parasitas dos componentes. Isto resulta em melhor eficiência quando se opera em altas frequências.

Neste capítulo é introduzido o conversor três níveis série ressonante PWM "Clamped-

Mode", operando desde a vazio até plena carga, com comutação sob zero de tensão (ZVS) e frequência de chaveamento constante superior a frequência de ressonância. São apresentados estudos analíticos e experimentais, bem como uma discussão sobre o princípio de operação, com respeito aos parâmetros do circuito e à frequência de chaveamento.

A estrutura proposta apresenta característica de saída como fonte de corrente, possibilitando curto-circuito na carga e paralelismo de conversores, dispensando circuitos de controle complexos. Esta propriedade a torna adequada para certas aplicações industriais, como por exemplo, carregadores de bateria, solda elétrica e fontes de alimentação distribuídas. Seu maior atributo, entretanto, reside na limitação da tensão sobre as chaves semicondutoras à metade da tensão de entrada.

## **6.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO**

A operação e o comando deste conversor são diferentes da operação e comando do conversor PWM dissipativo convencional. A tensão aplicada sobre o tanque ressonante não é uma onda quadrada de frequência variável, mas uma onda "quase-quadrada" de três níveis, com uma porção do ciclo grampeada em zero Volt.

O controle é realizado pela modulação do intervalo de tempo em que a tensão de entrada é aplicada ao tanque ressonante e à carga. Tal modulação é implementada, comandando-se de modo PWM as chaves semicondutoras  $S_1$ - $S_4$ , e acionando-se  $S_2$ - $S_3$  de modo complementar (defasadas de  $180^\circ$ ) durante meio ciclo. Deste modo, são as chaves semicondutoras  $S_1$ - $S_4$  que controlam o fluxo de potência entre a fonte de entrada e o conjunto tanque-carga.

Devido à presença do circuito auxiliar, as chaves semicondutoras de potência comutam sob zero de tensão (ZVS) independentemente da carga. Já ao suprimir-se o circuito auxiliar ( $C_{a1}$ - $L_{a1}$ ), esta condição somente é observada em condução contínua.

### 6.2.1 - Descrição do Circuito

O conversor três níveis ZVS-PWM série ressonante modo grameado proposto está representado na Fig. 6.1.

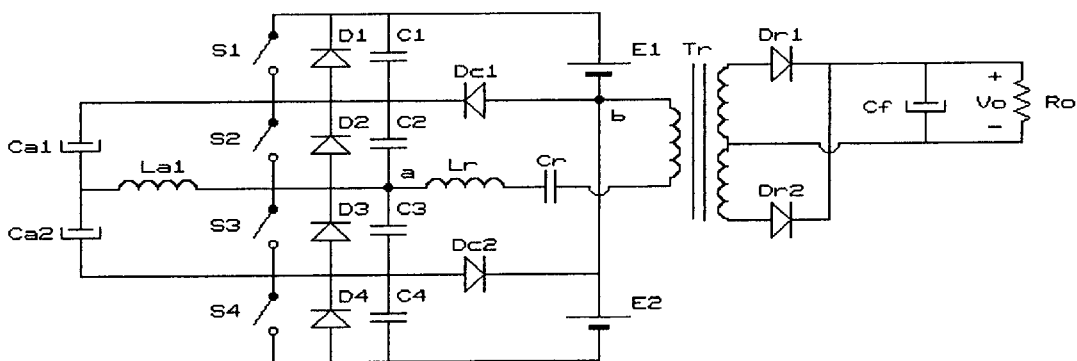


Fig. 6.1 Conversor TL-ZVS-PWM série ressonante proposto

O conversor é constituído de um braço principal, formado por quatro chaves semicondutoras ( $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$ ), quatro diodos ( $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$ ) e quatro capacitores ( $C_1, C_2, C_3$  e  $C_4$ ), dispostos em série. Os diodos  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$  são denominados diodos grameadores, pois ao conduzir estabelecem um potencial nulo entre os pontos  $a$  e  $b$  ( $v_{ab}=0$ ).  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $L_{a1}$  são os elementos que constituem o circuito auxiliar de comutação, com o propósito de garantir comutação não dissipativa em toda faixa de operação de carga.  $L_r$  e  $C_r$  são os componentes principais de ressonância, indutor e capacitor ressonante, respectivamente. O fato de o tanque ressonante estar em série com a carga dá origem à denominação "conversor série ressonante".  $T_r$  é o transformador de isolamento. O estágio de saída é formado por um retificador  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , pelo capacitor de filtragem  $C_f$  e pelo resistor de carga  $R_o$ .



### 6.2.2 - Princípio de Operação

As quatro chaves  $S_1$ - $S_4$  do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante, mostrado na Fig. 6.1, são comandados pelos sinais de controle das respectivas chaves  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$ , conforme é ilustrado na Fig. 6.2. Mediante o ajuste de  $\theta$ , ângulo de condução de  $S_1$  e  $S_4$ , estabelece-se o controle da tensão  $v_{ab}$  e conseqüentemente a tensão de saída.

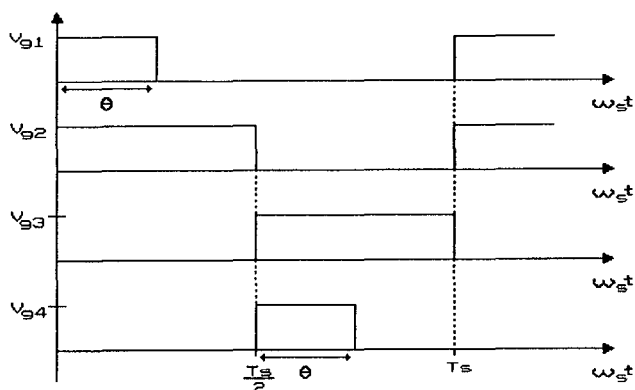


Fig. 6.2 Comando PWM do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante

Dependendo das condições de operação do conversor, o conversor TL-ZVS-PWM série ressonante pode operar em três diferentes modos, a saber: Modos de condução contínua, de condução descontínua e de condução crítica. Cada modo de operação apresenta diferentes condições de condução, resultando em diferentes formas de ondas e requerimentos de comutação dos dispositivos, conforme ilustra a Fig. 6.3.

Três etapas caracteriza os modos de condução contínua e descontínua. Duas delas ( $MT_1$  e  $MT_2$ ) consiste na transferência de energia para a carga. Durante a outra etapa ( $MT_3$ ), no modo contínuo, há transferência de energia do tanque ressonante à carga e à fonte, ao passo em que, no modo descontínuo, não ocorre processamento de energia.

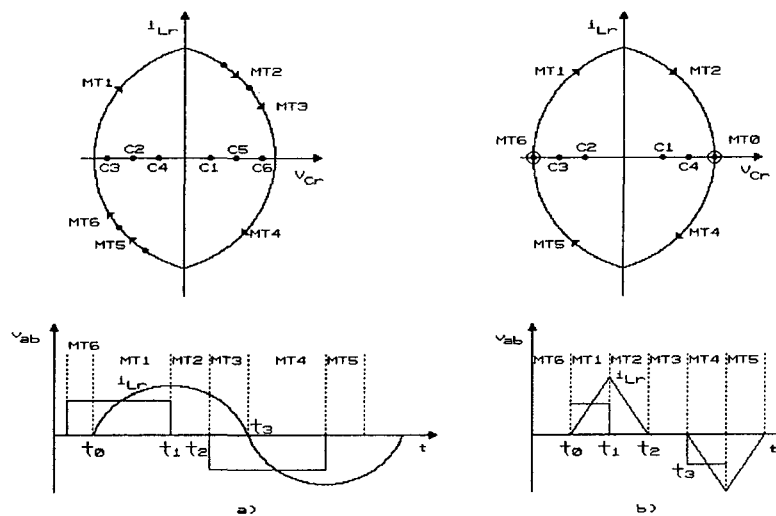


Fig. 6.3 Formas de onda e plano de fase: a) Modo Contínuo e b) Modo Descontínuo

Para simplificar a análise e a descrição de operação as seguintes suposições são assumidas:

- a) as chaves semicondutoras são consideradas ideais com tempo de chaveamento e resistência de condução nulos.
- b) o fator de qualidade do tanque ressonante é infinito, isto é, sem perdas.
- c) o filtro de saída (capacitor) é grande o suficiente, de modo que a tensão de saída  $V_o$  possa ser considerada constante durante um período de chaveamento.

Um ciclo de operação do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante é composto de uma seqüência de circuitos lineares, cada qual correspondendo a um intervalo de chaveamento particular. Existem sete possíveis circuitos topológicos para o conversor em estudo, os quais podem ser observados na Fig. 6.4.

Considera-se inicialmente o conversor operando no modo contínuo. As seis etapas de operação, incluindo os estágios de comutação, encontram-se representadas na Fig. 6.5. Tais etapas são a seguir descritas para um semiciclo de operação.

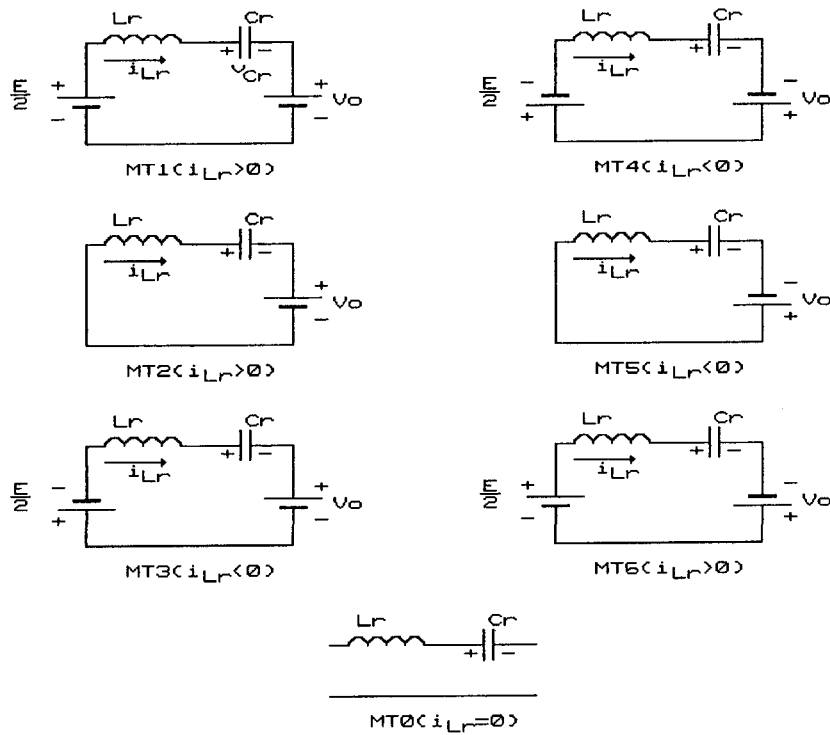


Fig. 6.4 Circuitos topológicos

a) Primeira Etapa:  $(t_0, t_1)$

Durante esta etapa a corrente do indutor ressonante  $i_{Lr}$  circula através de  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  evoluindo de maneira senoidal (Fig. 6.5a). A corrente do indutor auxiliar flui através de  $S_2$ . Ocorre transferência de energia da fonte de entrada para a carga e para o tanque ressonante.

b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

Esta etapa inicia em  $t_1$ , quando a chave  $S_1$  é bloqueada. A corrente  $i_{Lr}$  flui através de  $C_1$  e  $C_4$  (Fig. 6.5b). A tensão  $v_{C1}$  no capacitor  $C_1$  cresce desde zero Volts até  $E/2$  Volts, e a tensão  $v_{C4}$  decresce de  $E/2$  Volts até zero Volts.

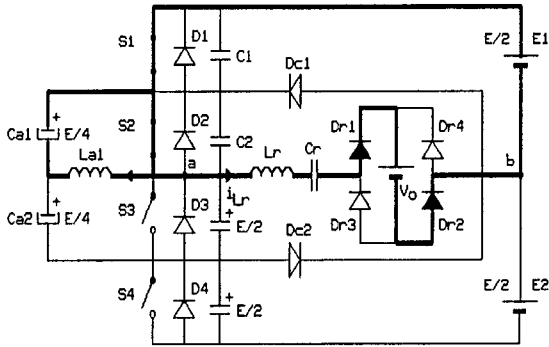


Fig. 6.5a Primeira Etapa -  
Modo Contínuo

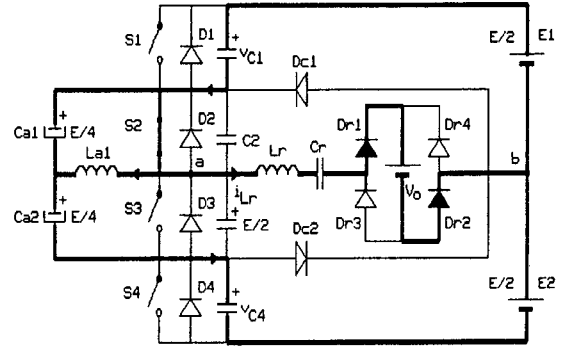


Fig. 6.5b Segunda Etapa -  
Modo Contínuo

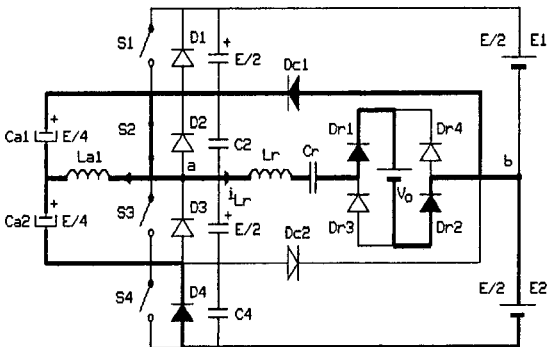


Fig. 6.5c Terceira Etapa -  
Modo Contínuo

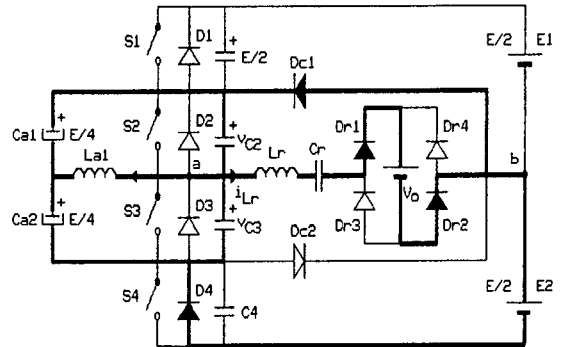


Fig. 6.5d Quarta Etapa -  
Modo Contínuo

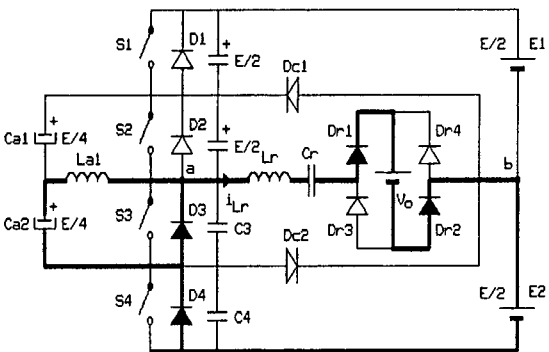


Fig. 6.5e Quinta Etapa -  
Modo Contínuo

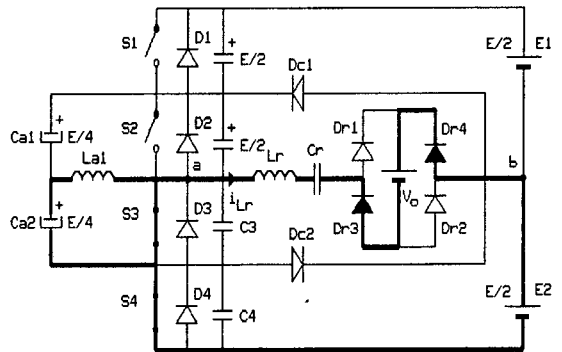


Fig. 6.5f Sexta Etapa -  
Modo Contínuo

Fig. 6.5 Etapas de operação do conversor no TL-ZVS-PWM série  
ressonante no Modo Contínuo

c) Terceira Etapa: ( $t_2, t_3$ )

Durante esta etapa, transfere-se para a carga uma parte da energia acumulada no tanque. A corrente do indutor ressonante, que decresce senoidalmente, dispõe de dois caminhos para fluir: um via  $D_{C1}$  e outro via  $D_4$ . A divisão da corrente entre estes dois caminhos se dá em função das impedâncias dos mesmos. A corrente do indutor auxiliar continua a crescer linearmente até o final desta seqüência.

d) Quarta Etapa: ( $t_3, t_4$ )

Esta etapa inicia no instante  $t_3$ , quando  $S_2$  é bloqueada com tensão praticamente igual a zero Volts. A tensão  $V_{C2}$  no capacitor  $C_2$  cresce de zero Volts a  $E/2$  e a tensão  $V_{C3}$  no capacitor  $C_3$  decresce de  $E/2$  a zero Volts. Durante esta etapa a corrente no indutor auxiliar  $i_{La1}$  é considerada constante, por ser este muito maior que o indutor ressonante  $L_r$ .

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

Esta etapa inicia quando a tensão sobre a chave  $S_3$  torna-se igual a zero Volts. O diodo  $D_{C1}$  bloqueia-se naturalmente, enquanto a corrente  $i_{Lr}$  flui através dos diodos  $D_3$  e  $D_4$ . A corrente  $i_{La1}$  decresce linearmente através de  $S_3$  ou  $D_3$ .

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

Quando a corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}$  atinge zero Amperes, deixa de fluir através de  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  para circular através do par  $D_{r3}$ - $D_{r4}$ . Em consequência, a tensão de saída refletida para o conversor tem sua polaridade invertida. As chaves  $S_3$  e  $S_4$  conduzem a corrente do indutor ressonante, que tem forma senoidal.

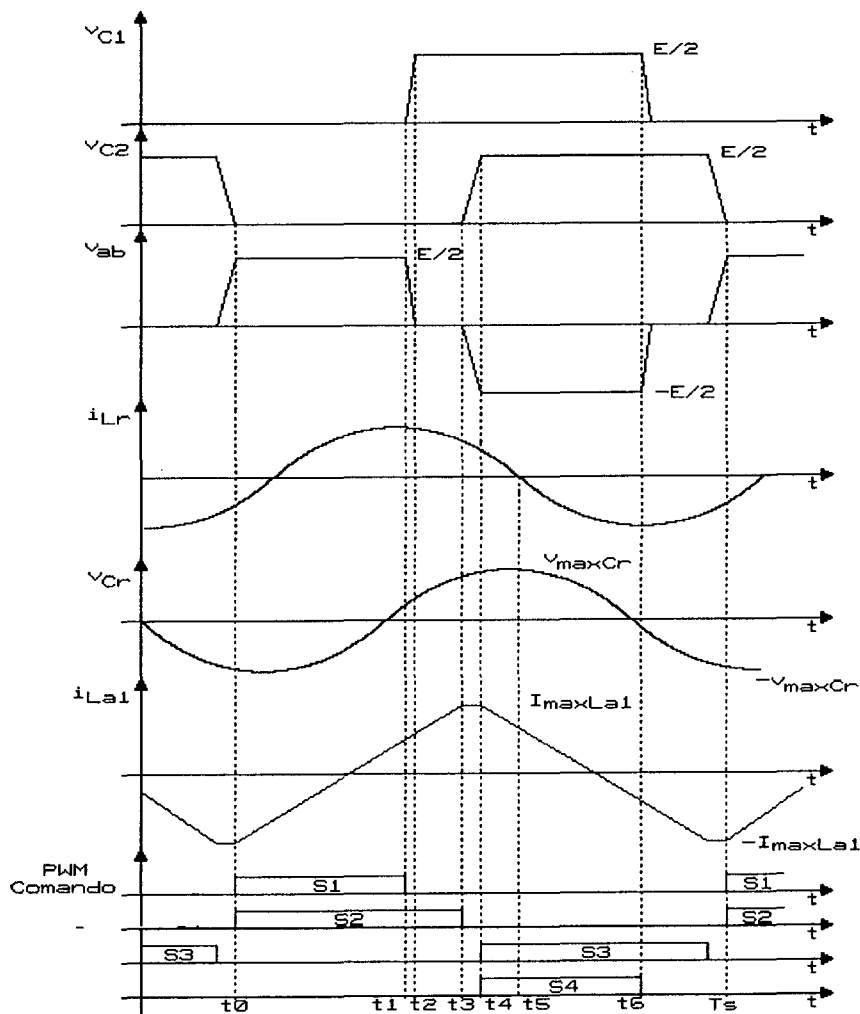


Fig. 6.6 Formas de onda Teóricas no modo contínuo.

As etapas referentes ao semiciclo subsequente são simétricas às anteriormente descritas.

Fig. 6.6 são apresentadas as formas de ondas teóricas para o modo contínuo do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante.

A seguir são descritas as etapas do conversor em estudo operando no modo descontínuo, durante um semiciclo de operação, conforme a Fig. 6.7.

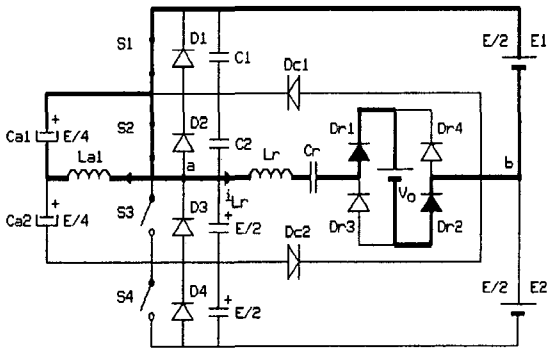


Fig. 6.7a Primeira Etapa -  
Modo Descontínuo

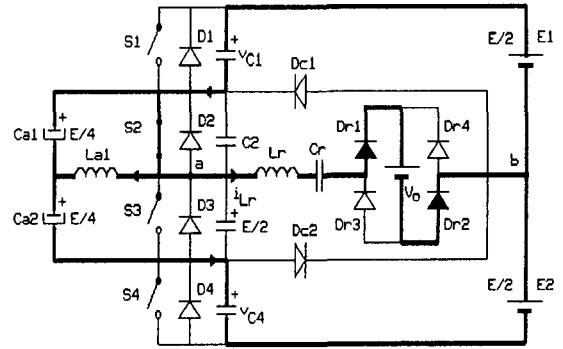


Fig. 6.7b Segunda Etapa -  
Modo Descontínuo

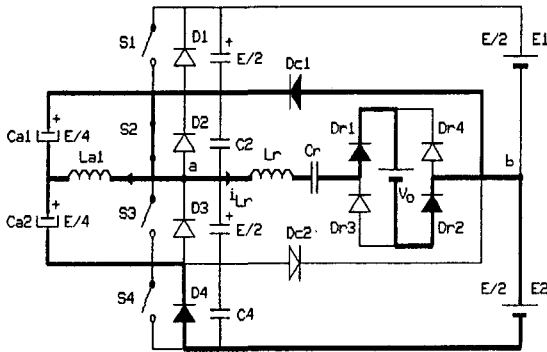


Fig. 6.7c Terceira Etapa -  
Modo Descontínuo

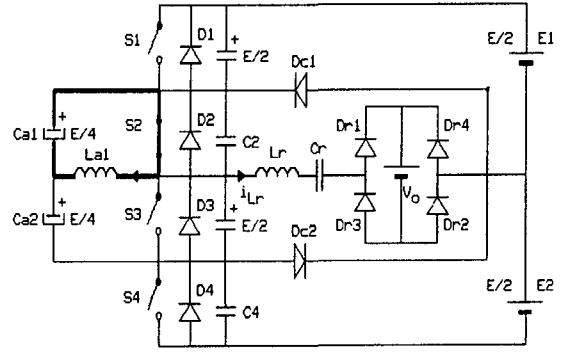


Fig. 6.7d Quarta Etapa -  
Modo Descontínuo

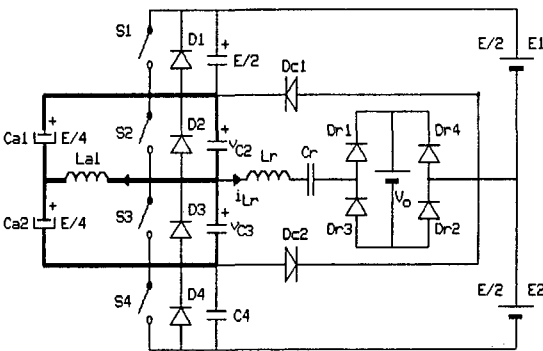


Fig. 6.7e Quinta Etapa -  
Modo Descontínuo

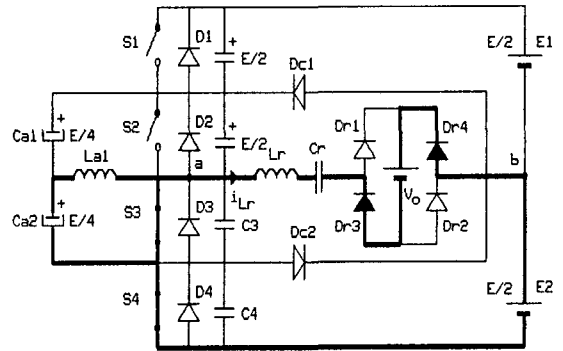


Fig. 6.7f Sexta Etapa - Modo  
Descontínuo

Fig. 6.7 Etapas de operação do conversor TL-ZVS-PWM série  
ressonante no Modo descontínuo

a) Primeira Etapa:  $(t_0, t_1)$

Esta é uma etapa de transferência de energia da fonte de entrada para a carga e para o tanque ressonante. A corrente do indutor ressonante,  $i_{Lr}$ , apresenta um crescimento senoidal circulando de  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  (Fig. 6.7a). A corrente do indutor auxiliar,  $i_{La1}$ , flui por  $S_2$ .

b) Segunda Etapa:  $(t_1, t_2)$

Esta etapa inicia em  $t_1$ , quando a chave  $S_1$  é bloqueada. A corrente  $i_{Lr}$  flui através de  $C_1$  e  $C_4$ . A tensão no capacitor  $C_1$  cresce desde zero Volts até  $E/2$  Volts, e a tensão  $v_{C4}$  decresce de  $E/2$  Volts a zero Volts.

c) Terceira Etapa:  $(t_2, t_3)$

Esta é uma etapa em que se transfere parte da energia armazenada no tanque para a carga. A corrente do indutor ressonante decresce senoidalmente, fluindo em parte através de  $D_{C1}$  e em parte através de  $D_4$ , em uma distribuição baseada na impedância de cada um destes caminhos. A corrente do indutor auxiliar,  $i_{La1}$ , continua a crescer linearmente até o final desta seqüência.

d) Quarta Etapa:  $(t_3, t_4)$

Esta etapa inicia quando a corrente do indutor ressonante  $i_{Lr}$  atinge zero Amperes, permanecendo nula durante toda a etapa. A tensão no capacitor ressonante  $C_r$  manter-se-á constante. Em conseqüência, os estados de  $i_{Lr}$  e  $v_{Cr}$  permanecerão fixos durante esta etapa. A corrente no indutor auxiliar continua a crescer até o final desta etapa.



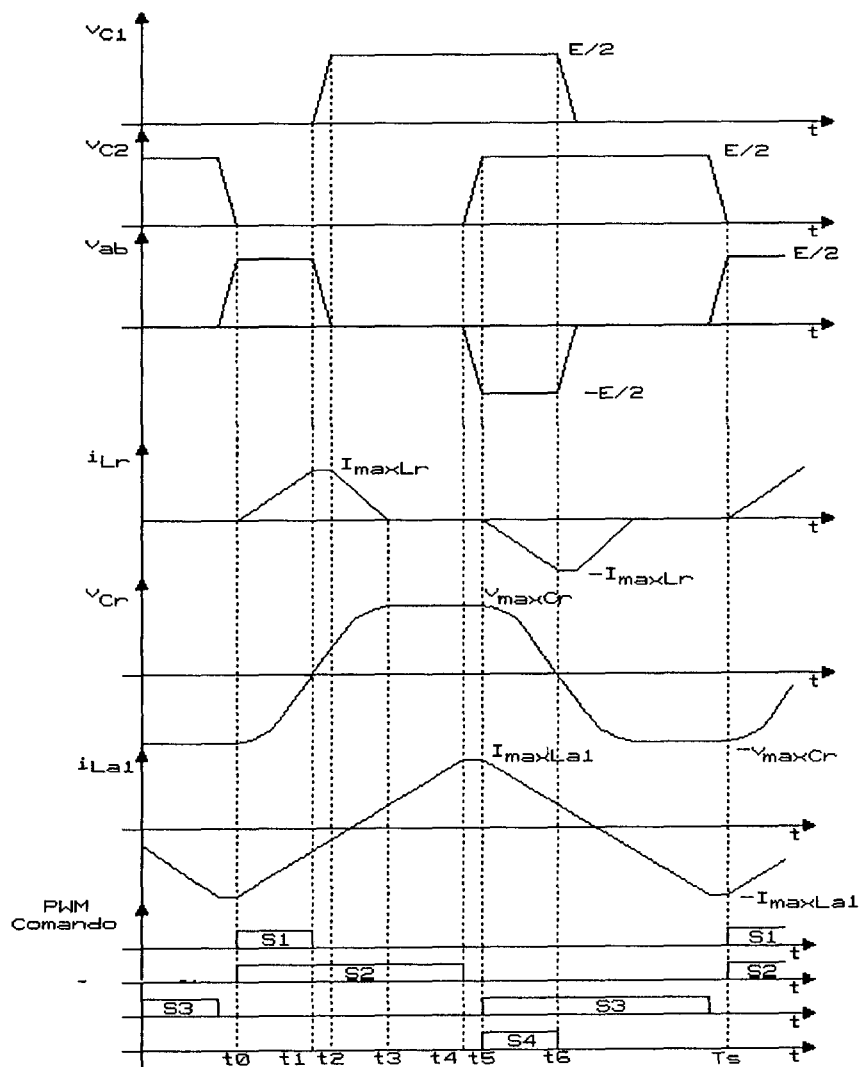


Fig. 6.8 Formas de onda teóricas no modo descontínuo.

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

Esta etapa inicia no instante  $t_4$ , quando  $S_2$  é bloqueada com tensão praticamente igual a zero Volts. A tensão no capacitor  $C_2$  cresce de zero Volts a  $E/2$ , e a tensão  $v_{C3}$  no capacitor  $C_3$  decresce de  $E/2$  a zero Volts. Durante esta etapa a corrente no indutor auxiliar  $i_{Lr}$  é considerada constante, pois a indutância  $L_{a1}$  é muito maior que a indutância de ressonância  $L_r$ .

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

As chaves  $S_3$  e  $S_4$  conduzem a corrente do indutor ressonante  $i_{Lr}$  (em sentido oposto), fazendo com que os diodos  $D_{r3}$  e  $D_{r4}$  entrem em condução. Portanto, ocorre a inversão da

polaridade da tensão de saída referida ao conversor.

As etapas referentes ao próximo semiciclo evoluirão da mesma forma que anteriormente descritas. Na Fig. 6.8 são apresentadas as formas de ondas teóricas para o modo descontínuo do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante.

### 6.3 - ESTUDO ANALÍTICO

Os circuitos representados por modos topológicos, conforme é mostrado na Fig. 6.4, podem ser descritos pelas seguintes equações diferenciais:

- para os modos topológicos  $MT_1$ ,  $MT_2$ ,  $MT_3$ ,  $MT_4$ ,  $MT_5$  e  $MT_6$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} = V_e \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{array} \right. , \quad \begin{array}{l} (6.1) \\ (6.2) \end{array}$$

onde

$$V_e = \left\{ \begin{array}{l} \frac{E}{2} - V_o \quad , \text{ para } MT_1 \\ -V_o \quad , \text{ para } MT_2 \\ -\frac{E}{2} - V_o \quad , \text{ para } MT_3 \\ -\frac{E}{2} + V_o \quad , \text{ para } MT_4 \\ +V_o \quad , \text{ para } MT_5 \\ \frac{E}{2} + V_o \quad , \text{ para } MT_6 \end{array} \right. .$$

- para o modo topológico  $MT_0$

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = 0 \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = 0 \end{cases} .$$

Resolvendo as equações diferenciais (6.1) e (6.2) para  $t \geq t_0$ , têm-se

$$i_{Lr} = I_{Lr0} \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_e - V_{Cr0}}{Z_r} \text{sen} \omega_r (t - t_0) \quad (6.3)$$

$$v_{Cr} = V_e - (V_e - V_{Cr0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r I_{Lr0} \text{sen} \omega_r (t - t_0) . \quad (6.4)$$

Onde  $Z_r$  é a impedância característica e  $\omega_r$  é a frequência angular de ressonância do tanque  $L_r C_r$ , respectivamente definidas por:

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

e

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} .$$

$I_{Lr0}$  e  $V_{Cr0}$  são os valores iniciais da corrente do indutor  $L_r$  e da tensão no capacitor  $C_r$ .

As correntes e tensões do circuito são normalizadas em relação à corrente de base  $E/2Z_r$  e a tensão de base  $E/2$ , respectivamente. A frequência normalizada,  $\omega_{sn}$ , é o quociente entre a frequência de chaveamento,  $\omega_s$  e a frequência de ressonância,  $\omega_r$ . As grandezas normalizadas possuem "n" como subscrito, exceto a tensão e corrente normalizada de saída que serão representada por  $q$  e  $p$ , respectivamente. A equação para a trajetória no plano de fase é dada por:

$$I_{Lr_n}^2 + (V_{en} - V_{cr_n})^2 = I_{cro_n}^2 + (V_{cr_n} - V_{cro_n})^2 = R^2 . \quad (6.7)$$

Uma operação em regime permanente pode ser representada por uma trajetória de equilíbrio no plano de fase. Na Fig. 6.9 estão representadas as trajetórias de equilíbrio no plano de fase, para os dois modos de condução.

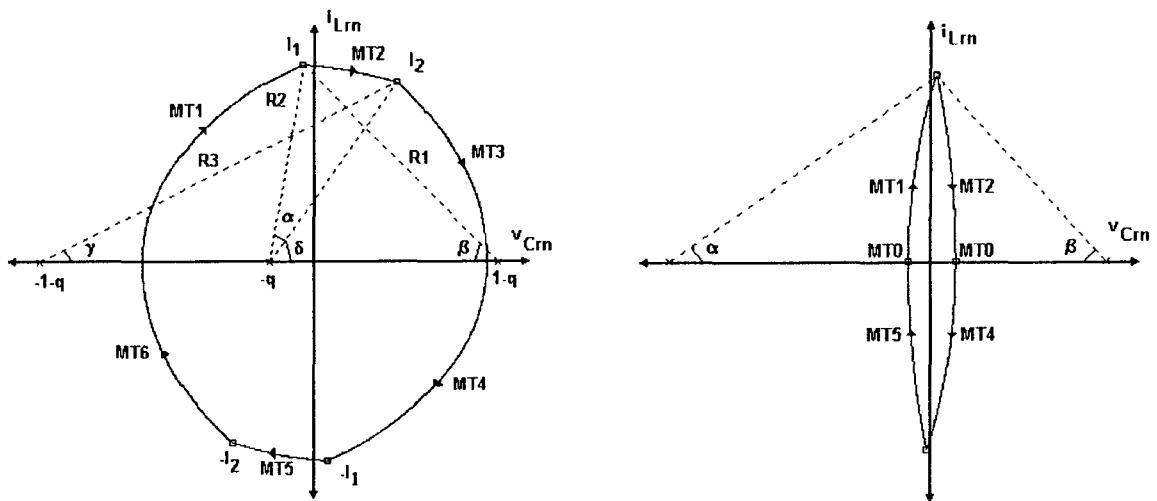


Fig. 6.9 Plano de fase típico: Modo Contínuo (a) e Modo Descontínuo (b)

As trajetórias de  $MT_1$ ,  $MT_2$ ,  $MT_3$ ,  $MT_4$ ,  $MT_5$  e  $MT_6$  quando plotadas no plano de fase ( $v_{Cm}$ ,  $i_{Lm}$ ) são arcos circulares com centros localizados em  $(V_{cn}, 0)$  e raio  $R = \sqrt{(V_{en} - V_{cro_n})^2 + i_{Lro_n}^2}$ . O tempo decorrido durante uma seqüência pode ser obtido a partir ângulo estendido pela trajetória com respeito a seu centro. À medida em que o tempo passa, a trajetória vai seguindo a direção indicada pelas flechas. A trajetória  $MT_0$  é um ponto estacionário sobre o eixo  $v_{Cm}$  com coordenadas  $(V_{Cron}, 0)$  ou  $(-V_{Cron}, 0)$ . Tal ponto ocorre quando todas as chaves estão reversamente polarizadas ou bloqueadas e pode ter uma duração finita (em função do comando) uma vez que  $i_{Lm}$  e  $v_{Cm}$  são ambos independentes do tempo.

### 6.3.1 - Caracterização do Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante

Para caracterizar o conversor três níveis série ressonante é necessário, a priori, conhecer todos os modos de operação do circuito. Satisfeito este requisito podem se construir as trajetórias de equilíbrio [6,7] (plano de fase) e suas formas de onda correspondentes. A partir do plano de fase, os parâmetros de circuito, tais como a corrente média de saída, a tensão de pico do

capacitor ressonante, a corrente eficaz do indutor ressonante, podem ser facilmente obtidos.

Entre as duas regiões de operação do conversor série ressonante existe uma linha de fronteira imaginária (modo de condução crítica), que deve ser identificada e as condições de sua existência devem ser analiticamente definidas. Dadas uma frequência de operação,  $\omega_s$ , uma razão de tensão saída/entrada, podem se definir analiticamente os modos de operação, bem como calcular numericamente as larguras do pulso  $\phi$  destes modos.

Da Fig. 6.9a podem se retirar as expressões que seguem, definindo analiticamente o conversor série ressonante no modo contínuo.

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos\beta = \frac{R_1^2 + 1 - R_2^2}{2R_1} \\ \cos\gamma = \frac{R_3^2 + 1 - R_2^2}{2R_3} \\ \cos(\alpha + \delta) = \frac{R_2^2 + 1 - R_1^2}{2R_2} \\ \cos(\pi - \delta) = \frac{R_2^2 + 1 - R_3^2}{2R_2} \\ R_3 = R_1 + 2q \\ \phi = \beta + \gamma \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \gamma + \beta + \alpha \end{array} \right. , \quad (6.8)$$

onde

$$\omega_{sn} = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad \text{é a frequência angular de chaveamento normalizada,}$$

$$\phi = \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta \quad \text{é o ângulo de comando PWM normalizado.}$$

Utilizando-se um programa computacional para resolver este sistema de equações algébricas não lineares, os parâmetros  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\delta$  e  $\gamma$  são obtidos.

Do plano de fase da Fig. 6.9b podem se obter as expressões do conversor três níveis série ressonante no modo descontínuo. Então:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos\beta = \frac{R_1^2 + 1 - R_2^2}{2R_1} \\ \cos\alpha = \frac{R_2^2 + 1 - R_1^2}{2R_2} \\ R_2 = R_1 + 2q - 1 \\ \phi = \beta \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \beta + \alpha + \gamma \end{array} \right. , \quad (6.9)$$

Já as expressões que definem completamente a fronteira entre os dois modos de operação são dadas a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos\beta = \frac{R_1^2 + 1 - R_2^2}{2R_1} \\ \cos\alpha = \frac{R_2^2 + 1 - R_1^2}{2R_2} \\ R_2 = R_1 + 2q - 1 \\ \phi = \beta \\ \frac{\pi}{\omega_{sn}} = \beta + \alpha \end{array} \right. . \quad (6.10)$$

As equações para os modos contínuo, descontínuo e crítico (fronteira) apresentam multiplas soluções. Portanto, algumas restrições devem ser impostas aos parâmetros, a fim de que se obtenham as soluções corretas. Estas restrições podem ser obtidas diretamente do plano de fase. Para o modo contínuo elas são:

$$R_1 \geq 1 - q ; R_2 \geq 0 ; R_3 \geq 2q ; \beta \geq 0 ; \alpha \geq 0 ; \gamma \geq 0 ; \delta \leq \pi .$$

Já no modo descontínuo, têm-se:

$$R_1 \geq 1-q ; R_2 \geq q ; \beta \geq 0 ; \alpha \geq 0 ; \gamma \leq \pi .$$

Finalmente, no modo crítico (fronteira), têm-se:

$$R_1 \geq 1-q ; R_2 \geq q ; \beta \geq 0 ; \alpha \leq \pi .$$

### 6.3.2 - Cálculo dos Principais Parâmetros do Circuito

A partir do conhecimento das equações referentes às etapas dos circuitos, podem se calcular os principais parâmetros do conversor série ressonante:

a) A corrente média no indutor ressonante e a corrente média de saída são dadas por

$$p = \frac{\omega_{sn}}{\pi} \left\{ \int_0^{\beta} R_1 \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\pi-(\delta+\alpha)}^{\pi-\delta} R_2 \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\pi-\gamma}^{\pi} R_3 \text{sen}(\omega t) d\omega t \right\}$$

$$p = \frac{\omega_{sn}}{\pi} \{ R_1(1-\cos\beta) + R_2(\cos(\delta+\alpha) + R_3(1-\cos\gamma)) \} . \quad (6.11)$$

b) A corrente eficaz no indutor ressonante pode ser representada por

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} \left\{ \int_0^{\beta} (R_1 \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t + \int_{\pi-(\delta+\alpha)}^{\pi-\delta} (R_2 \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t + \int_{\pi-\gamma}^{\pi} (R_3 \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t \right\}}$$

$$I_{efLr_n} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} (A+B+C)} , \quad (6.12)$$

onde

$$A = \frac{R_1^2}{2} \{ \beta - \cos\beta \text{ sen}\beta \} ,$$

$$B = \frac{R_2^2}{2} \{ [\cos\delta \operatorname{sen}\delta + (\pi - \delta)] - [\cos(\delta + \alpha) \operatorname{sen}(\delta + \alpha) + \pi - (\delta + \alpha)] \} .$$

$$C = \frac{R_3^2}{2} \{ \pi - [\cos\gamma \operatorname{sen}\gamma + (\pi - \gamma)] \} .$$

c) A tensão de pico no capacitor ressonante é

$$V_{máxCr_n} = q - 1 + R_1 . \quad (6.13)$$

d) A corrente máxima no indutor ressonante é

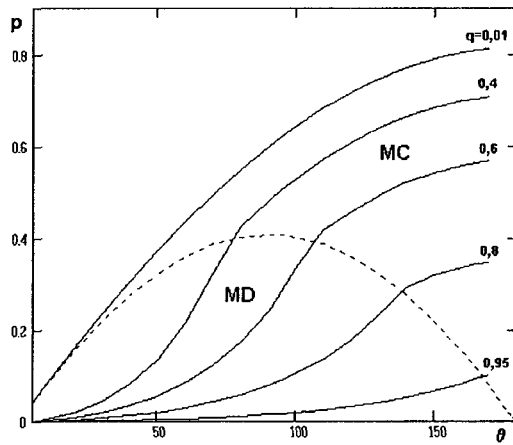
$$I_{máxLr_n} = R_1 \operatorname{sen}\beta . \quad (6.14)$$

### 6.3.3 - Característica de Saída

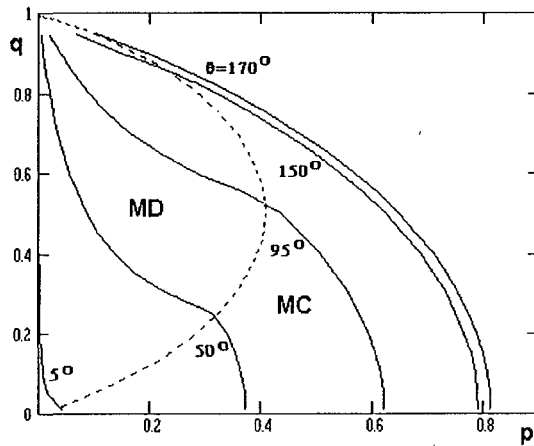
O gráfico da corrente média de saída normalizada em função do ângulo  $\theta$  encontra-se desenhada na Fig. 6.10a, para uma frequência de chaveamento 60% maior que a frequência de ressonância ( $\omega_{sn}=1,6$ ). As linhas pontilhadas da Fig. 6.10 indicam a fronteira entre os modos de condução contínua e condução descontínua, isto é, indicam os pontos de condução crítica.

Na Fig. 6.10b está representada a tensão de saída normalizada  $q$  em função da corrente média de saída  $p$ .





a)



b)

Fig. 6.10 Característica de Saída do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante.  
a) Corrente média normalizada de saída versus ângulo de controle  $\theta$ ,  $\omega_{sn} = 1,6$   
b) Tensão média normalizada de saída versus corrente média de saída,  $\omega_{sn} = 1,6$

Estas figuras caracterizam completamente o conversor três níveis série ressonante para uma relação entrada/saída estabelecida. A Fig. 6.10a pode ser usada para determinar o ângulo de operação  $\theta$ . Dependendo da faixa de operação podem se determinar os modos de operação do conversor.

Nas Figuras 6.11 e 6.12 estão representadas a corrente eficaz no indutor ressonante e a tensão máxima no capacitor ressonante, respectivamente, em função do ângulo de controle  $\theta$ .

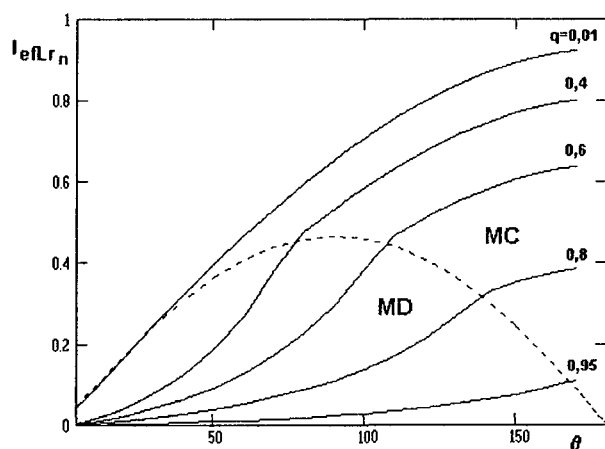


Fig. 6.11 Corrente eficaz normalizada no indutor ressonante versus ângulo de controle.

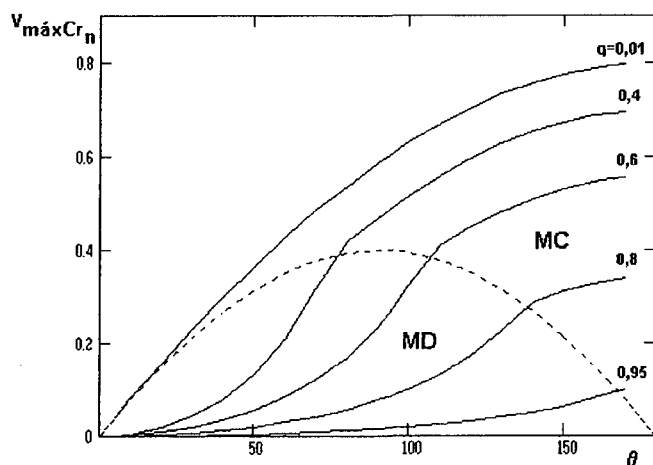


Fig. 6.12 Tensão normalizada no capacitor ressonante versus ângulo de controle.

Na Fig. 6.13 e na Fig. 6.14 estão representados os valores do indutor e capacitor ressonante normalizados em função da tensão de saída normalizada  $q$ , para alguns valores de  $\theta$  e  $\omega_{sn}=1,6$ .

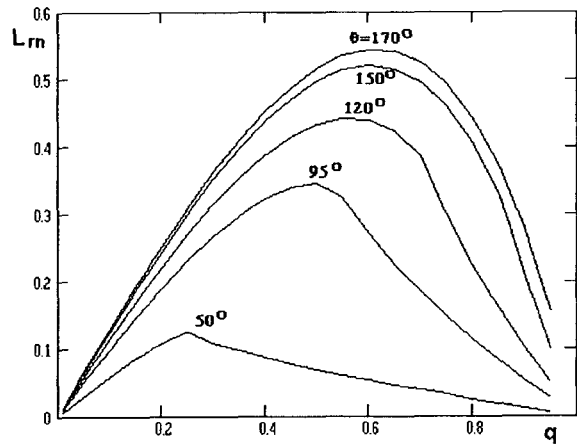


Fig. 6.13 Indutância normalizada de ressonância versus tensão normalizada de saída.

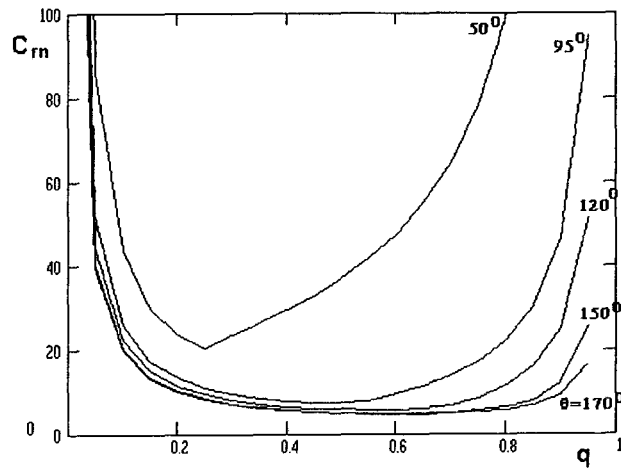


Fig. 6.14 Capacitância normalizada de ressonância versus tensão normalizada de saída .

Nas Figuras 6.15, 6.16 e 6.17 estão representadas as energias máximas acumuladas no indutor ressonante ( $E_{Lr}$ ), no capacitor ressonante ( $E_{Cr}$ ) e a soma resultante ( $E_t$ ), respectivamente. Observa-se que a energia total  $E_t$  no tanque ressonante é aproximadamente igual à energia acumulada no capacitor ressonante, para a frequência de chaveamento normalizada igual a 1,6.

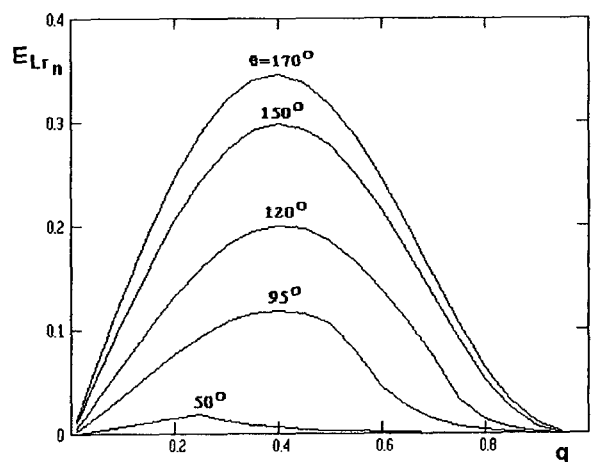


Fig. 6.15 Energia normalizada no indutor ressonante versus tensão normalizada de saída.

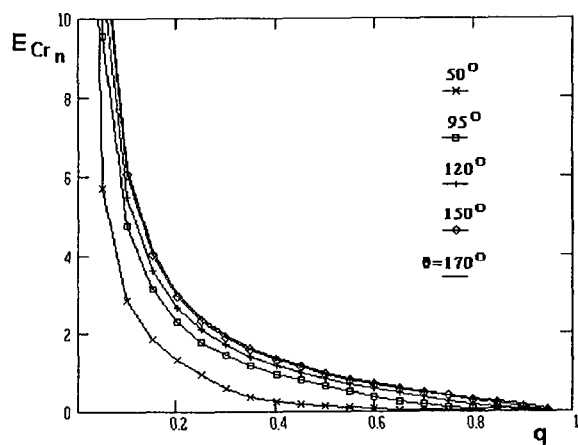


Fig. 6.16 Energia normalizada no capacitor ressonante versus tensão normalizada de saída.

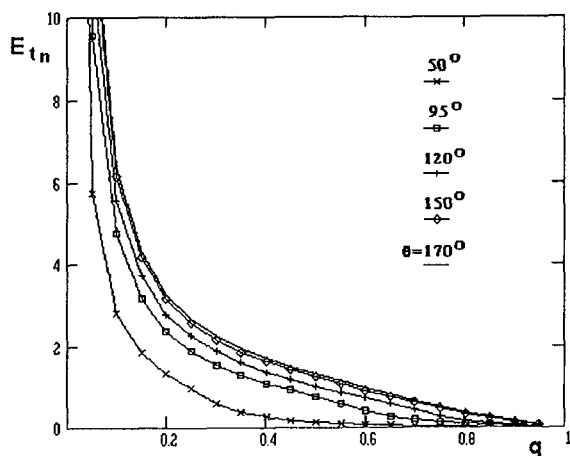


Fig. 6.17 Energia normalizada no tanque ressonante versus tensão normalizada de saída.

### 6.3.4 - Análise da Comutação

Como visto anteriormente, o conversor três níveis série ressonante apresenta modos de condução contínuo e descontínuo e, na fronteira entre ambos, pode-se ainda definir o modo crítico. Para cada um destes modos existem diferentes comportamentos e requisitos, no que diz respeito às comutações. Por exemplo, se o conversor opera somente no modo de condução contínuo, todas as comutações são realizadas sob zero de tensão (ZVS). Por outro lado, se o conversor deve trabalhar em uma larga faixa de carga, desde a vazia até plena carga, por exemplo, operará nos modos descontínuo, contínuo e crítico. No modo descontínuo, somente nas aberturas dos interruptores verifica-se comutação ZVS. Quando se deseja que o conversor três níveis série ressonante opere em uma larga faixa de carga, com comutação ZVS, tanto nos bloqueios quanto nas entradas em condução, torna-se imperativo o emprego do circuito auxiliar de comutação.

Em tais circunstâncias, a situação crítica ocorre quando da comutação entre  $S_2$  e  $S_3$ , devido a inexistência de energia armazenada no indutor ressonante. Há, pois, necessidade de um circuito auxiliar de comutação. Tal circuito é projetado de modo que a comutação se realize dentro de um tempo máximo pré-estabelecido. Considerando-se que durante as comutações entre as chaves  $S_2$  e  $S_3$  a corrente no indutor auxiliar é constante e de valor máximo, tem-se

$$L_{al} = \frac{E T_s}{16 I_{máxLa}} \quad (6.15)$$

O tempo de comutação  $t_c$  é dado por

$$t_c = \frac{C E}{I_{máxLa}} \quad (6.16)$$

Então, a indutância  $L_{al}$  pode se calculada por

$$L_{al} = \frac{T_s t_c}{16C} . \quad (6.17)$$

O tempo de comutação  $t_c$  deve ser muito menor (<5%) que o período de chaveamento, a fim de não alterar as características de saída pré-estabelecidas. Um tempo  $t_c$  muito pequeno, entretanto, implica em grande energia acumulada no indutor auxiliar, o que por sua vez se traduz no aumento do volume deste elemento e redução da eficiência do conversor, principalmente nas faixas de cargas leves.

## 6.4 - PROJETO-EXEMPLO

Este item tem como principal propósito a utilização das equações e curvas desenvolvidas nos itens anteriores na definição dos componentes principais do conversor série ressonante, tanto para a simulação quanto para a realização de um protótipo. Os seguintes dados de entrada foram adotados:

- Potência nominal de saída . . . . .  $P_o = 1,2kW$
- Tensão de entrada . . . . .  $E = 600V$
- Tensão de saída . . . . .  $V_o = 60V$
- Frequência de chaveamento . . . . .  $f_s = 100kHz$
- Frequência angular normalizada . . . . .  $\omega_{sn} = 1,6$

A razão entre a tensão de saída pela entrada  $q$  é escolhida como sendo igual a 0,6.

Assim, a relação de transformação  $n_r$  é calculada por

$$n_{tr} = q \frac{E}{2V_o} = 0,6 \cdot \frac{600V}{2 \cdot 60V}$$

$$n_{tr} = 3 \text{ .}$$

Adotando  $\theta=150^\circ$  como sendo o ângulo de controle a plena carga, podem se obter facilmente os valores dos componentes do tanque ressonante a partir das Figuras 6.13 e 6.14:

$$L_{rn} = 0,52 \quad L_r = L_{rn} \frac{(E/2)^2}{V_o I_o \omega_s} \quad \text{onde } \omega_s = 2\pi f_s$$

$$L_r = 61,9\mu H \text{ .}$$

e

$$C_m = 4,92 \text{ ,} \quad C_r = C_m \frac{V_o I_o}{(E/2)^2 \omega_s} \text{ ,} \quad \text{então} \quad C_r = 104nF \text{ .}$$

A tensão máxima é calculada a partir do valor obtido da Fig. 6.12:

$$V_{máxCr} = V_{máxCr_n} \frac{E}{2} = 0,53 \frac{600V}{2}$$

$$V_{máxCr} = 159V \text{ .}$$

A corrente eficaz no indutor ressonante a plena carga é calculada a partir da Fig. 6.11.

$$I_{efLr} = I_{efLr_n} \frac{E}{2 Z_r} \text{ ,}$$

onde, com o valor de  $p=0,54$ , obtido da Fig. 6.10 e utilizando a Fig. 6.11 obtêm-se:

$$Z_r = p n_{tr} \frac{E}{2 I_o}$$

$$Z_r = 0,54 \cdot 3 \cdot \frac{600V}{2 \cdot 20A} = 24,28\Omega$$

e

$$I_{efLr} = 0,6 \frac{600V}{2 \cdot 24,28\Omega} = 7,4A \text{ .}$$

#### 6.4.1 - Estudo do Conversor Série Ressonante em Relação a $\omega_{sn}$

Através do estudo analítico do conversor três níveis série ressonante em relação à frequência angular de chaveamento normalizada, constata-se que à medida em que  $\omega_s$  se afasta de  $\omega_r$ , menor é a energia acumulada no capacitor ressonante, conforme a Fig. 6.18, onde é mostrada a energia acumulada no capacitor ressonante em função da frequência angular de chaveamento normalizada; isto porque o valor do capacitor cresce (Fig. 6.23), ao passo que a tensão decresce (Fig. 6.25). Uma vez que a energia em um capacitor mantém uma relação linear com a capacitância e quadrática com a tensão, esta última é preponderante.

Na Fig. 6.19 está representada a energia máxima armazenada no indutor ressonante em função de  $\omega_{sn}$ . Há um decréscimo até aproximadamente  $\omega_{sn}=8$ , a partir de então torna-se praticamente constante.

Nas Figuras 6.20 e 6.21 estão representadas as correntes eficaz e máxima no indutor ressonante, respectivamente. Ao trabalhar-se com  $\omega_{sn}$  de grandes valores, observa-se um aumento de 22% na corrente máxima do indutor, enquanto a corrente eficaz apresenta um incremento de 2,7%. Logo, há uma elevação de aproximadamente 5,5% nas perdas de condução nas chaves semicondutoras, simultaneamente com uma diminuição na energia acumulada no tanque ressonante (Fig. 6.24).

Nas Figuras 6.22 e 6.23 são mostradas a indutância e a capacitância de ressonância, respectivamente. Observa-se que a capacitância cresce abruptamente com  $\omega_{sn}$ , enquanto a indutância de ressonância tende a um valor finito (no caso  $L_r=34,5\mu\text{H}$ ). A Fig. 6.25 ilustra a tensão máxima no capacitor ressonante, que tende a zero à proporção que a frequência de chaveamento se afasta da frequência de ressonância.



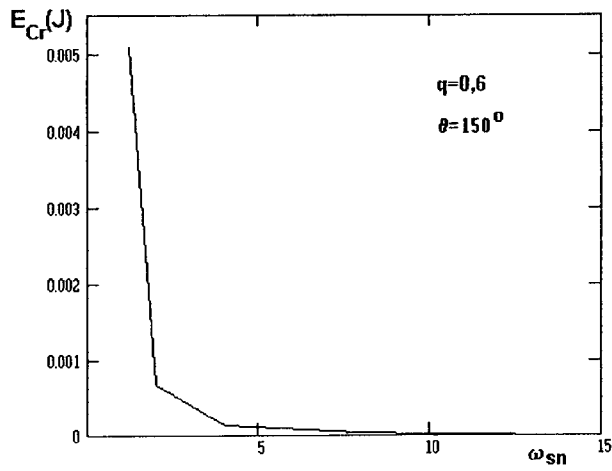


Fig. 6.18 Energia máxima no capacitor versus  $\omega_{sn}$

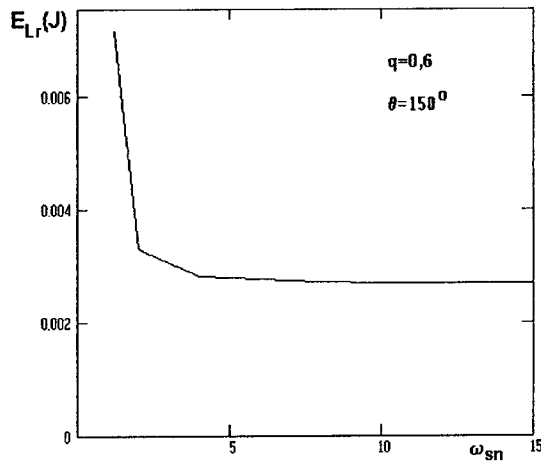


Fig. 6.19 Energia máxima no indutor ressonante versus frequência normalizada de chaveamento

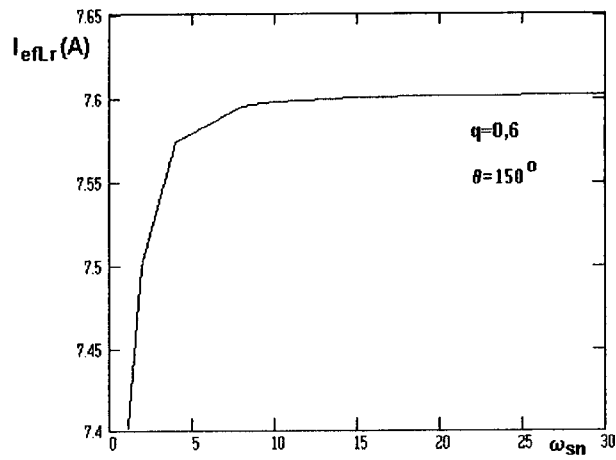


Fig. 6.20 Corrente eficaz no indutor ressonante versus  $\omega_{sn}$

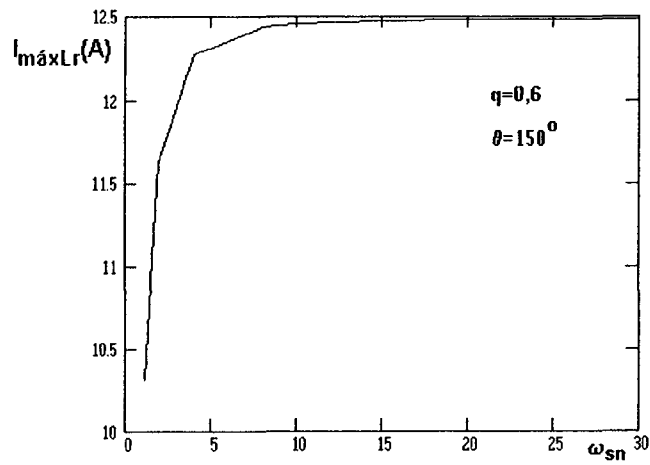


Fig. 6.21 Corrente máxima no indutor versus  $\omega_{sn}$

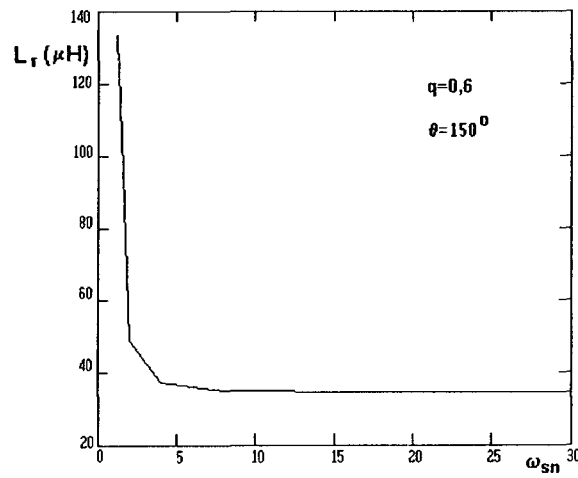


Fig. 6.22 Indutância de ressonância versus  $\omega_{sn}$

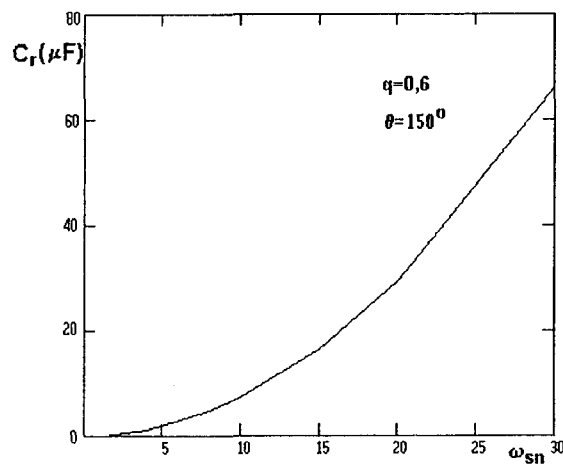


Fig. 6.23 Capacitância de ressonância versus  $\omega_{sn}$

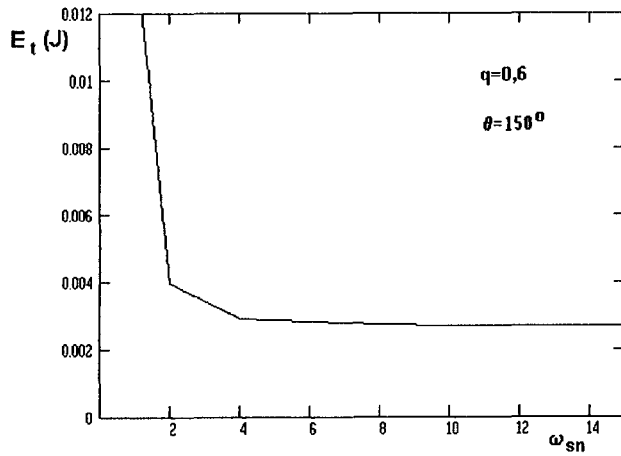


Fig. 6.24 Energia total no tanque ressonante versus  $\omega_{sn}$

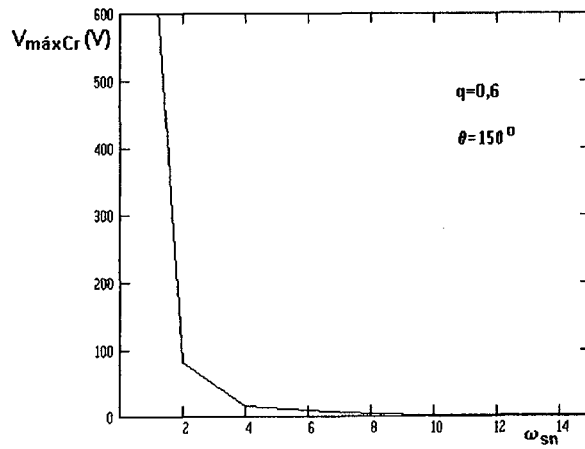


Fig. 6.25 Tensão máxima no capacitor ressonante versus  $\omega_{sn}$

A seguir demonstra-se, a partir das expressões apresentadas nos itens anteriores, que à medida que a frequência angular de chaveamento normalizada tende a infinito, a tensão no capacitor tende a zero, e por conseguinte, a capacitância de ressonância tende a infinito.

A partir das expressões de (6.8), pode se estabelecer que:

$$\lim_{\frac{\omega_s}{\omega_r} \rightarrow \infty} \beta + \gamma = 0 \quad , \quad \begin{cases} \text{pois } \phi = \beta + \gamma \\ e \quad \phi = \theta \frac{\omega_r}{\omega_s} \end{cases} \quad (6.14)$$

$$\lim_{\omega_{sn} \rightarrow \infty} \beta + \gamma = 0 \quad .$$

Da mesma forma

$$\lim_{\frac{\omega_s}{\omega_r} \rightarrow \infty} \beta + \gamma + \alpha = 0 \quad . \quad (6.15)$$

Levando-se em consideração as restrições, da equação (6.14) tem-se que:

$$\beta = 0 \quad e \quad \gamma = 0 \quad ,$$

e de (6.15) têm-se que:

$$\alpha = 0 \quad .$$

Das expressões de (6.8), tem-se:

$$2R_1 = R_1^2 + 1 - R_2^2 \quad , \quad \text{pois } \cos\beta = \cos(0)=1 \quad (6.16)$$

$$2R_3 = R_3^2 + 1 - R_2^2 \quad , \quad \text{pois } \cos\gamma = \cos(0)=1. \quad (6.17)$$

Subtraindo (6.16) de (6.17), tem-se:

$$2(R_1 - R_3) = R_1^2 - R_3^2 \quad . \quad (6.18)$$

Sabendo-se de (6.8) que:

$$R_3 = R_1 + 2q \quad , \quad (6.19)$$

e substituindo (6.19) em (6.18);

$$\begin{aligned} 2(R_1 - R_1 - 2q) &= R_1^2 - (R_1 + 2q)^2 \\ R_1 &= 1 - q \quad . \end{aligned} \quad (6.20)$$

Agora substituindo (6.20) na expressão de tensão do capacitor ressonante

$$V_{Cr} = R_1 - 1 + q$$

$$V_{Cr} = 1 - q - 1 + q$$

$$V_{Cr} = 0 \quad . \quad \text{c.q.d.}$$

Pode se afirmar que nessa situação a presença ou não do capacitor não interfere na operação do circuito, pois a energia acumulada é nula.

A partir da frequência  $\omega_{sn}=8$ , a indutância de ressonância é praticamente constante, independente da frequência normalizada de chaveamento (Fig. 6.22). Isto se deve ao fato de que

a energia envolvida no capacitor ressonante é muito pequena. Como será discutido no próximo capítulo, com mais detalhes, o circuito deixa de ser "ressonante" e a corrente no indutor passa a ter evolução praticamente linear em todas as etapas de funcionamento.

#### 6.4.2 - Cálculo de $\tau$

$\tau$  é o instante em que a corrente em  $S_2$  e  $S_3$  atinge zero. Pode ser calculado numericamente através da seguinte equação:

$$R_1 \text{sen}(\omega\tau) + \left[ \frac{4I_{\text{máxLal}}}{T_{sn}} \right] (\omega\tau + \gamma) - I_{\text{máxLal}} = 0 \quad (6.21)$$

onde

$$T_{sn} = \frac{2\pi}{\omega_{sn}}$$

#### 6.4.3 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$

A corrente eficaz nas chaves  $S_1$  e  $S_4$  é expressa por:

$$I_{\text{efS14}} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left[ \int_0^{\beta} [R_1 \text{sen}(\omega t)]^2 d\omega t \right]} \quad (6.22)$$

#### 6.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$

A corrente eficaz nas chaves  $S_2$  e  $S_3$  é calculada através de

$$B = \int_{\tau}^{\beta} \left[ R_1 \text{sen}(\omega t) + \frac{4I_{\text{máxLal}}}{T_{sn}} (\omega t + \gamma) - I_{\text{máxLal}} \right]^2 d\omega t$$

$$A = \int_{\pi-\gamma-\alpha}^{\pi-\gamma} \left[ R_2 \text{sen}(\omega t) + \frac{4I_{\text{máxLal}}}{T_{sn}} (\omega t - \pi + \gamma + \frac{T_{sn}}{2}) - I_{\text{máxLal}} \right]^2 d\omega t$$

$$I_{efS23} = \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{2\pi} (A+B)} \quad (6.23)$$

#### 6.4.5 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>1</sub> e D<sub>4</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>1</sub> e D<sub>4</sub> é calculada através de

$$I_{medD14} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \int_{\pi-\gamma}^{\pi} R_3 \text{sen}(\omega t) d\omega t \quad (6.24)$$

#### 6.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>2</sub> e D<sub>3</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>2</sub> e D<sub>3</sub> pode ser obtida por

$$A = \int_0^{\tau} R_1 \text{sen}(\omega t) - \left[ \frac{4I_{máxLal}}{T_{sn}} (\omega t + \gamma) - I_{máxLal} \right] d\omega t$$

$$B = \int_{\pi-\gamma}^{\pi} R_3 \text{sen}(\omega t) - \left[ \frac{4I_{máxLal}}{T_{sn}} (\omega t - \pi) - I_{máxLal} \right] d\omega t$$

$$I_{medD23} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} (A+B) \quad (6.25)$$

#### 6.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>c1</sub> e D<sub>c2</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>c1</sub> e D<sub>c2</sub> é dada por

$$I_{medDc} = \frac{\omega_{sn}}{2\pi} \left[ \int_{\pi-\gamma-\alpha}^{\pi-\gamma} \left[ R_2 \text{sen}(\omega t) + \frac{4I_{máxLal}}{T_{sn}} (\omega t - \pi + \gamma + \frac{T_{sn}}{2}) - I_{máxLal} \right] d\omega t \right] \quad (6.26)$$

#### 6.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>r1</sub> e D<sub>r2</sub>

A expressão da corrente média nos diodos D<sub>r1</sub> e D<sub>r2</sub> é

$$\begin{aligned}
 A &= \int_0^{\beta} R_1 \operatorname{sen}(\omega t) d\omega t \\
 B &= \int_{\pi-\gamma-\alpha}^{\pi-\gamma} R_2 \operatorname{sen}(\omega t) d\omega t \\
 C &= \int_{\pi-\gamma}^{\pi} R_3 \operatorname{sen}(\omega t) d\omega t \\
 I_{medDr} &= \frac{3 \omega_{sn}}{2 \pi} (A+B+C)
 \end{aligned} \tag{6.27}$$

#### 6.4.9 Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor de Ressonância

A corrente eficaz no indutor de ressonância pode ser expressa por:

$$\begin{aligned}
 A &= \int_0^{\beta} [R_1 \operatorname{sen}(\omega t)]^2 \omega t \\
 B &= \int_{\pi-\gamma-\alpha}^{\pi-\gamma} [R_2 \operatorname{sen}(\omega t)]^2 d\omega t \\
 C &= \int_{\pi-\gamma}^{\pi} [R_3 \operatorname{sen}(\omega t)]^2 d\omega t \\
 I_{efLr} &= \sqrt{\frac{\omega_{sn}}{\pi} (A+B+C)}
 \end{aligned} \tag{6.28}$$

#### 6.4.10 - Corrente Máxima nas Chaves Semicondutoras

As correntes máxima nas chaves semicondutoras são dadas por:

$$I_{máxS1} = R_1 \operatorname{sen} \beta \tag{6.29}$$

$$I_{máxS2} = I_{máxS1} + I_{máxLal} \tag{6.30}$$

#### 6.4.11 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras

Considerando que as chaves semicondutoras sejam do tipo MOSFET, suas perdas são expressas pelas seguintes expressões:

$$P_{condS} = 2 R_{ds} [I_{efS14}^2 + I_{efS23}^2] \quad (6.31)$$

$$P_{condD} = 2 V_{thd} (I_{medD14} + I_{medD23}) \quad (6.32)$$

$$P_{S14} = 2 [R_{ds} I_{efS14}^2 + V_{thd} I_{medD14}] \quad (6.33)$$

$$P_{S23} = 2 [R_{ds} I_{efS23}^2 + V_{thd} I_{medD23}] \quad (6.34)$$

#### 6.4.12 Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores

As perdas nos diodos grampeadores são expressas por:

$$P_{condDc} = 2 V_{thd} I_{medDc} \quad (6.35)$$

#### 6.4.13 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores

As perdas nos diodos grampeadores são calculadas a partir de:

$$P_{condDr} = 2 V_{thd} I_{medDr} \quad (6.36)$$

### 6.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TL-ZVS-PWM-SR

De maneira a verificar o princípio de operação e validar as análises realizadas, o conversor foi simulado no programa de simulação numérica de conversores estáticos PROSCES. Os parâmetros utilizados foram os mesmos que os do projeto exemplo. Os resultados da simulação para plena carga ( $V_o=60V$  e  $\theta=150^\circ$ ) são mostrados na Fig. 6.27, e os resultados para  $\theta=90^\circ$  e  $V_o=60V$  em condução descontínua são mostrados na Fig. 6.28.



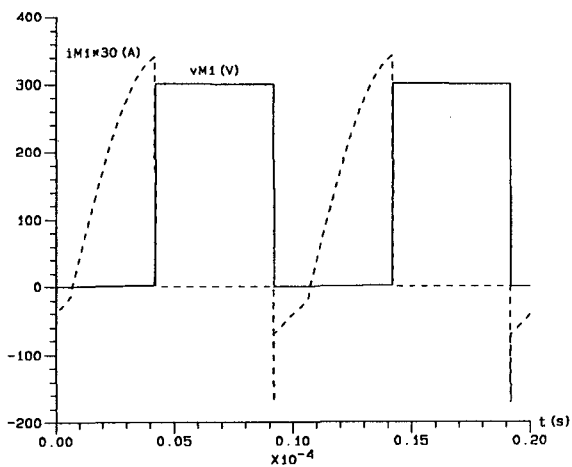


Fig. 6.27a Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_1$ .

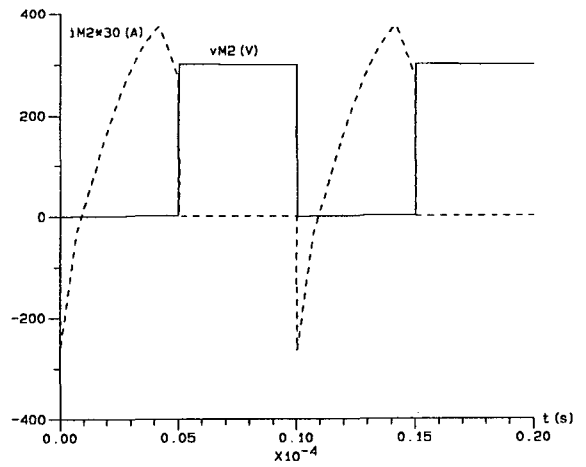


Fig. 6.27b Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_2$ .

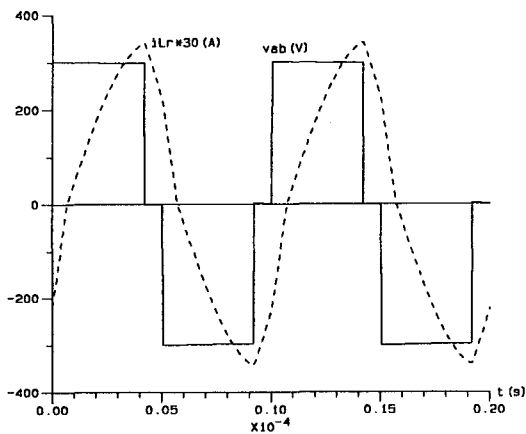


Fig. 6.27c Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor ressonante

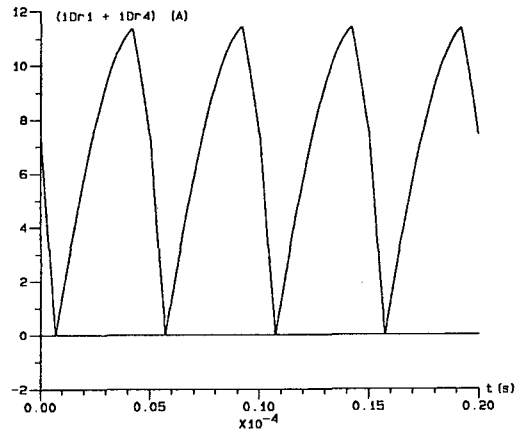


Fig. 6.27d Corrente na saída do retificador de saída.

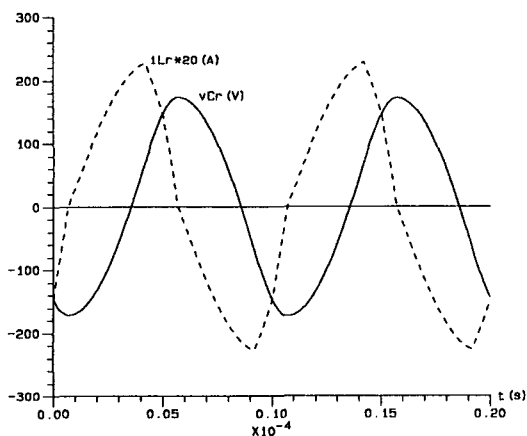


Fig. 6.27e Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante

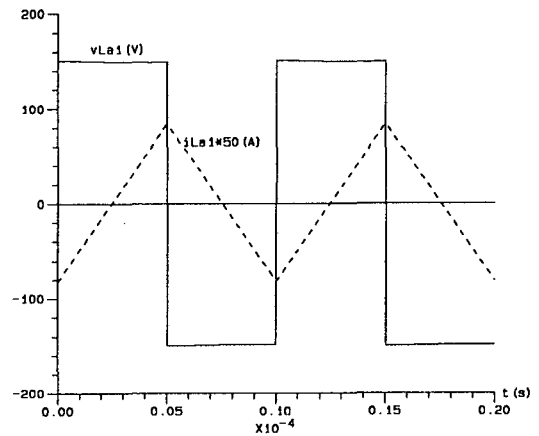


Fig. 6.27f Tensão e corrente no indutor auxiliar de comutação.

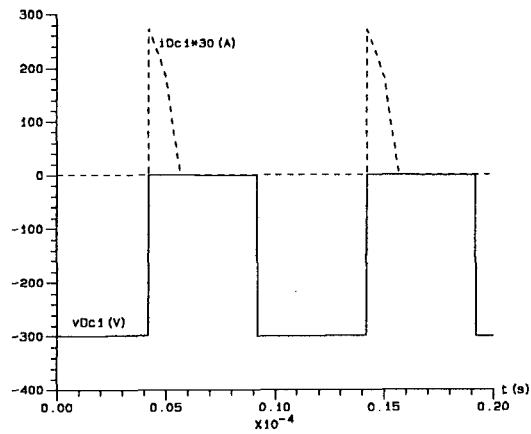


Fig. 6.27g Tensão e corrente no diodo de grampeamento  $D_{c1}$

Fig. 6.27 Resultados de simulação do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante, a plena carga, para  $\omega_{sn}=1,6$  ( $\theta=150^\circ$ ,  $I_o=20A$ ,  $f_s=100KHz$ )

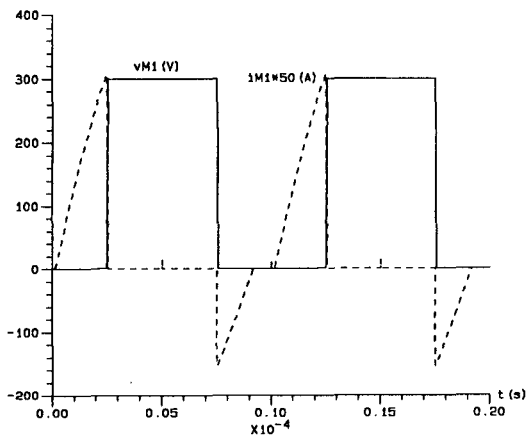


Fig. 6.28a Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_1$ .

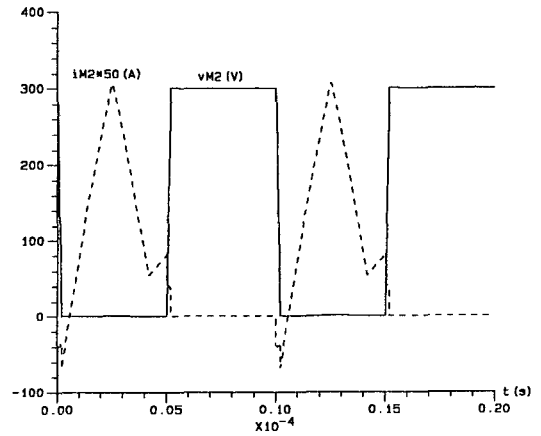


Fig. 6.27b Tensão dreno-fonte e corrente de dreno do MOSFET  $M_2$ .

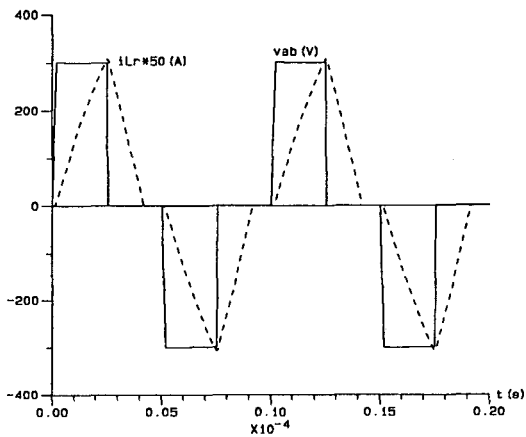


Fig. 6.28c Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor ressonante.

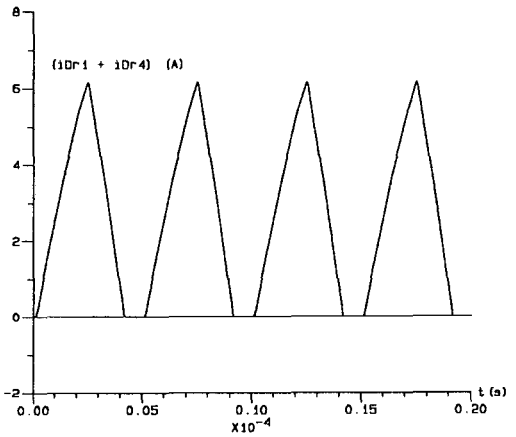


Fig. 6.28d Corrente na saída do retificador de saída.

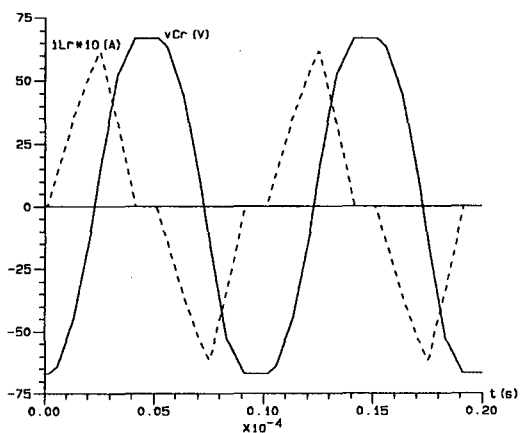


Fig. 6.28e Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante

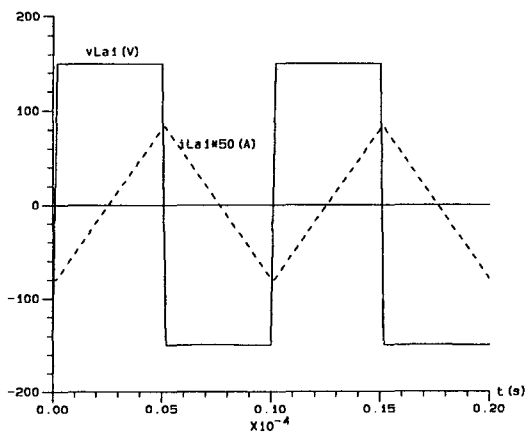


Fig. 6.28f Tensão e corrente no indutor auxiliar de comutação.

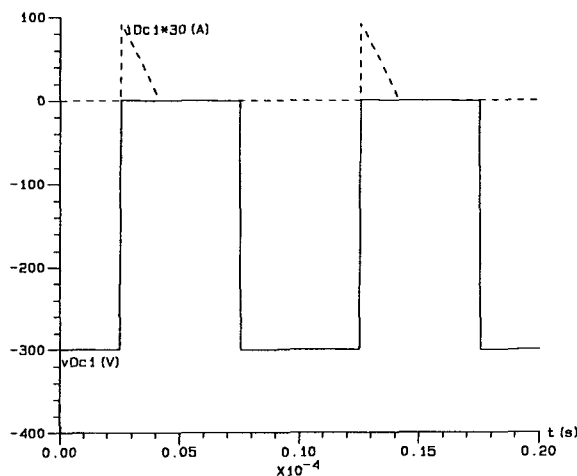


Fig. 6.28g Tensão e corrente no diodo de grampeamento  $D_{c1}$

Fig. 6.28 Resultados de simulação do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante, modo descontínuo ( $I_o=11A$ ,  $\theta=90^\circ$ ,  $\omega_{sn}=1,6$ )

## 6.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto exemplo realizado na seção anterior e dos resultados obtidos nas simulações, foi implementado em laboratório um conversor TL-ZVS-PWM série ressonante, com

as seguintes especificações:

- Potência nominal de saída  $\Rightarrow P_o = 1,2\text{kW}$
- Tensão de entrada  $\Rightarrow E = 600\text{V}$
- Tensão de Saída  $\Rightarrow V_o = 60\text{V}$
- Frequência de chaveamento  $\Rightarrow f_s = 100\text{kHz}$
- Indutância de ressonância  $\Rightarrow L_r = 61\mu\text{H}$
- Capacitância de ressonância  $\Rightarrow C_r = 100\text{nF}$

O diagrama do circuito implementado é mostrado na Fig. 6.29. A indutância de ressonância total é composta pela indutância de dispersão do transformador ( $4\mu\text{H}$ ) e por uma indutância externa ( $57\mu\text{H}$ ), resultando em uma indutância total de  $61\mu\text{H}$ .

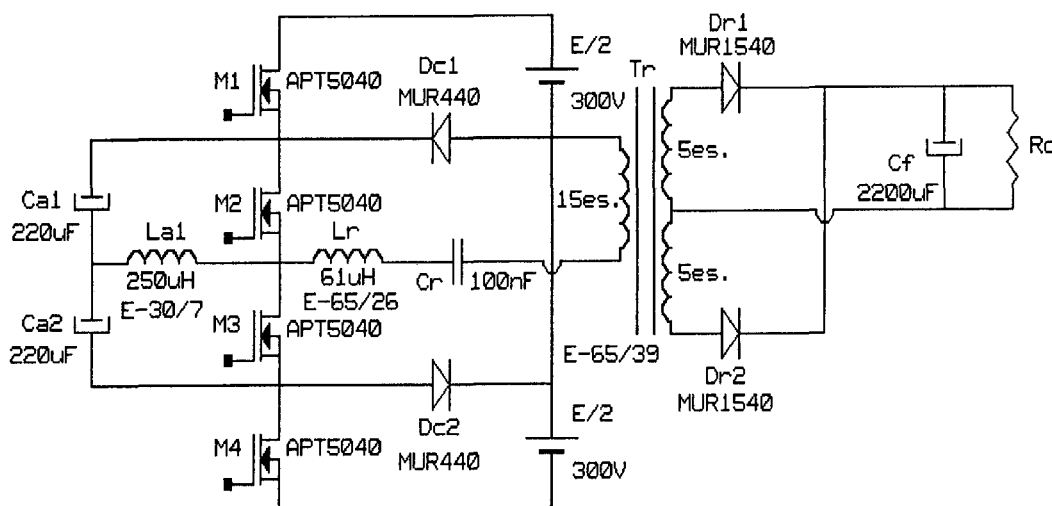


Fig. 6.29 Circuito de potência implementado

As formas de onda experimentais nos principais elementos do circuito foram fotografadas, a plena carga ( $P_o=1200\text{W}$ ,  $V_o=60\text{V}$ ,  $I_o=20\text{A}$ ,  $E=600\text{V}$  e  $f_s=100\text{kHz}$ ), conforme são mostradas nas Figuras 6.30 a 6.36. Elas confirmam os resultados preditos na análise teórica e simulação.

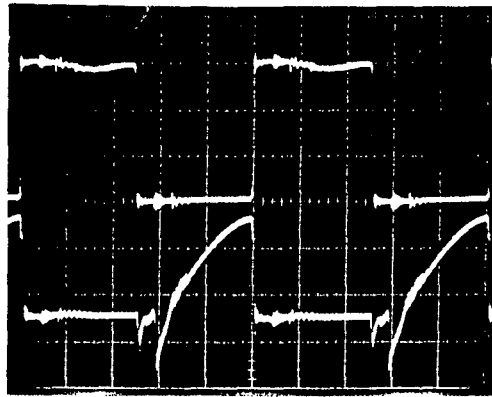


Fig. 6.30 Tensão dreno-fonte  $M_1$  (curva superior). Escala: 100V/div, 2us/div  
 Corrente de dreno  $M_1$  (curva inferior). Escala: 5A/div, 2us/div

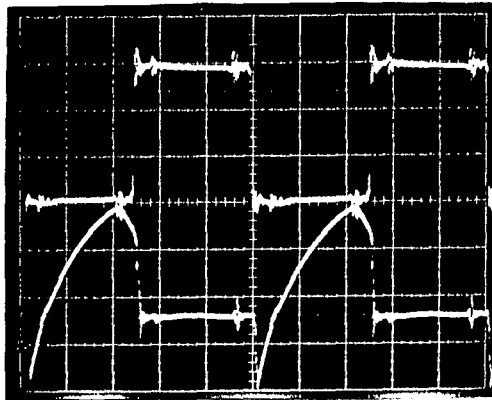


Fig. 6.31 Tensão dreno-fonte  $M_2$  (curva superior). Escala: 100V/div, 2us/div  
 Corrente de dreno  $M_2$  (curva inferior). Escala: 5A/div, 2us/div

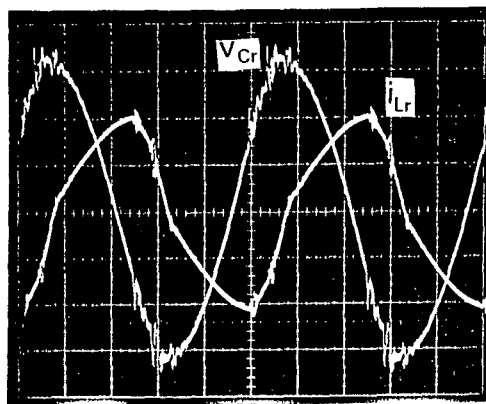


Fig. 6.32 Corrente no indutor ressonante. Escala: 5A/div, 2us/div  
 Tensão no capacitor ressonante. Escala: 50V/div, 2us/div

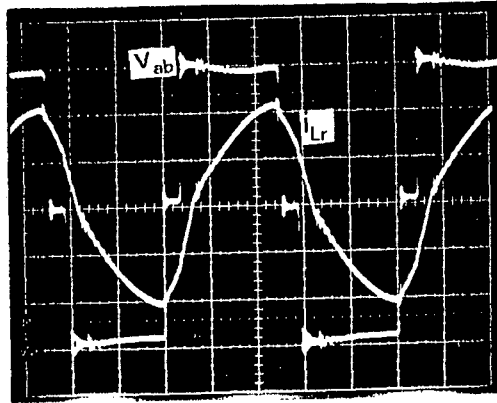


Fig. 6.33 Tensão entre os pontos a e b. Escala: 100V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente no indutor ressonante. Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

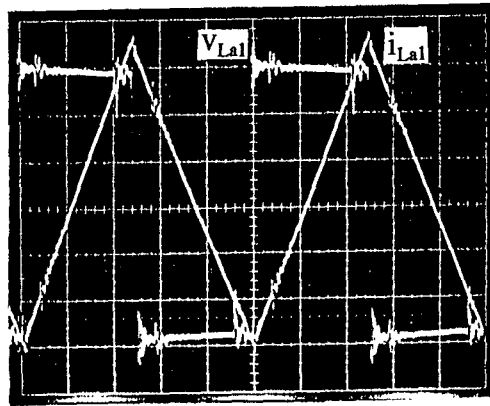


Fig. 6.34 Tensão no indutor auxiliar. Escala: 50V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente no indutor auxiliar. Escala: 0,5A/div, 2 $\mu$ s/div

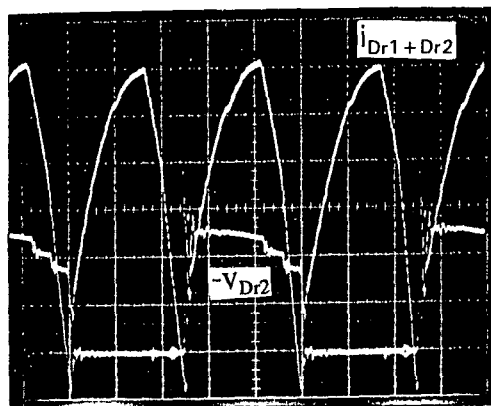


Fig. 6.35 Tensão no diodo retificador de saída. Escala: 50V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente na saída do retificador. Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

Na Fig. 6.36 estão representadas a tensão  $V_{ab}$  e a corrente no indutor ressonante, para  $V_o=60V$  e  $I_o=10A$ . Como se observa, o conversor está operando no modo descontinuo.

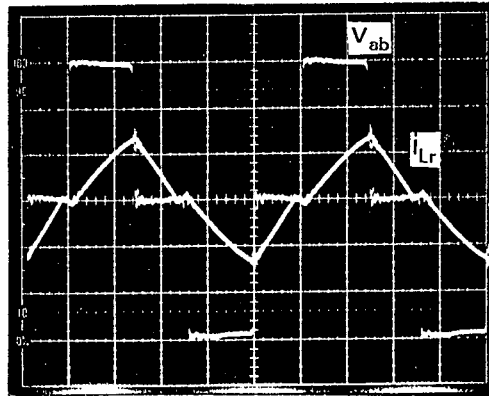


Fig. 6.36 Tensão entre os pontos a e b. Escala: 100V/div  
Corrente no indutor ressonante (Modo Descontínuo). Escala: 5A/div

A curva característica de saída do conversor foi levantada experimentalmente, conforme mostra a Fig. 6.37, para os ângulos de controle  $\theta=50^\circ$ ,  $\theta=95^\circ$  e  $\theta=150^\circ$ . As curvas teóricas (traço contínuo) para os mesmos ângulos também estão traçadas.

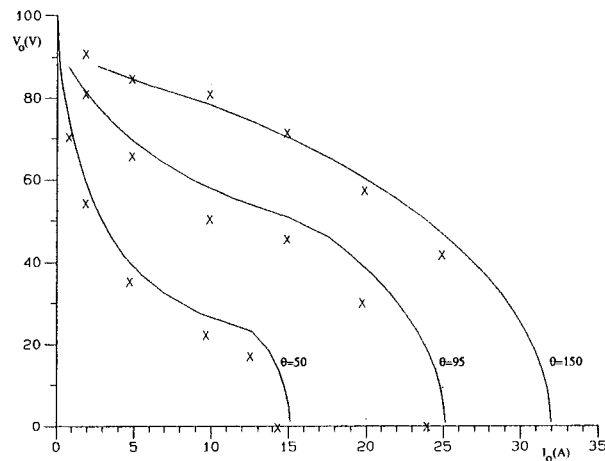


Fig. 6.37 Característica de saída do conversor série ressonante

A eficiência do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante foi medida experimentalmente em função da corrente de carga, para uma tensão de saída constante igual a 60V e está representada na Fig. 6.38. O valor da eficiência medido a plena carga (20A) foi de 88%.

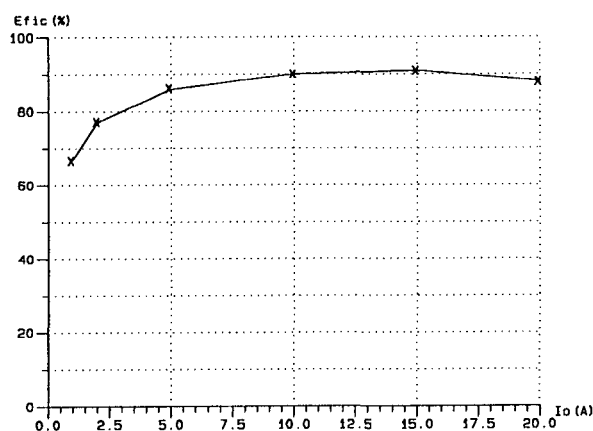


Fig. 6.38 Curva de eficiência versus corrente de carga, para  $V_o = 60V$

## 6.7 CONCLUSÃO

O conversor CC-CC Três Níveis Série Ressonante com comutação em zero de tensão modulado por largura de pulso (TL-ZVS-PWM-SR) foi introduzido neste trabalho, destinado a ser usado em aplicações onde se requer alta tensão de entrada, alta frequência, altas potências, características de saída de fonte de corrente e robustez.

Estudos teóricos e simulações foram realizados; um protótipo foi projetado e construído, para  $P_0=1200W$ ,  $V_0=60V$ ,  $f_s=100kHz$  e  $E=600V$  (tensão de entrada). A eficiência medida a plena carga foi de 88%.

Através dos estudos e análise realizados foi verificado que para frequência de chaveamento normalizadas maiores que oito, a energia envolvida no capacitor ressonante é muito pequena. Portanto, o conversor Três Níveis Série Ressonante proposto dará origem a uma outra topologia não mais ressonante, e sem a presença do capacitor de ressonância.



# CAPÍTULO 7

## CONVERSOR TRÊS NÍVEIS ZVS-PWM SÉRIE NÃO RESSONANTE COM UM CAC

### 7.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é introduzido o conversor três níveis série não ressonante comutando sob zero de tensão, modulado por largura de pulsos (PWM) à frequência constante. Este, ao contrário do conversor TL-ZVS-PWM série ressonante, não emprega o conceito da ressonância para a transferência de energia para a carga. Contudo, como visto na seção 6.3.6, o conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante pode ser considerado como um caso particular do conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante, no qual a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência de ressonância.

O conversor proposto possui características semelhantes às do conversor CC-CC FB-ZVS-PWM Não Ressonante apresentado em [13]. O conversor três níveis é particularmente indicado para as aplicações de alta tensão na entrada e alta potência, pois a máxima tensão sobre as chaves é a metade da tensão do barramento de entrada. Assim, permite reduzir à metade a máxima tensão sobre as chaves, quando comparado com o conversor FB-ZVS-PWM.

## 7.2 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

### 7.2.1 - Descrição do Circuito

Na Fig. 7.1 está representado o circuito de potência do conversor Três Níveis ZVS-PWM Série Não Ressonante. Este possui um braço (pólo três níveis) principal composto por quatro conjuntos (formados por chave semicondutora, diodo e capacitor) associados em série. Se a chave semicondutora for do tipo MOSFET, o diodo em antiparalelo e o capacitor intrínsecos do transistor, podem ser aproveitados, propiciando uma redução do número de componentes discretos do circuito e, em consequência, um aumento da confiabilidade e robustez da estrutura. Os diodos grampeadores  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$  colocam em zero volts os pontos "a" e "b", nos instantes em que as chaves  $S_1$  e  $S_4$  não se encontram em condução. Com o propósito de se garantir comutação em uma larga faixa de operação de carga, introduziu-se um circuito auxiliar de comutação no conversor, formado somente por componentes passivos ( $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $L_{a1}$ ). O indutor  $L_r$  serve de elemento de ligação ("link") entre a fonte de entrada e a carga capacitiva, tendo também participação no processo de comutação.

O transformador  $Tr$  é um elemento de isolamento galvânica entre a fonte de alimentação e a carga, atuando também como um elemento de adequação dos níveis de tensão entrada/saída. O estágio de saída é formado por um retificador  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , por um capacitor de filtragem  $C_f$  e pela carga, representada pelo resistor  $R_o$ .

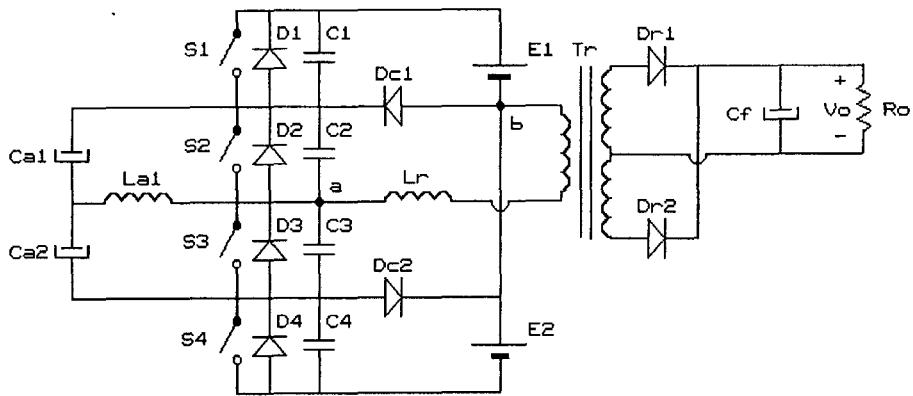


Fig. 7.1 Circuito de potência do Conversor TL-ZVS-PWM série não ressonante.

## 7.2.2 - Princípio de Operação

Da mesma forma que o conversor TL-ZVS-PWM série ressonante visto no capítulo, o conversor TL-ZVS-PWM série não ressonante pode operar, dependendo das condições de comando e carga, em três diferentes modos de condução, a saber: Modo Contínuo, Modo Crítico e Modo Descontínuo.

A fim de facilitar o estudo analítico e descrição do conversor, foram feitas algumas considerações, que não alteram significativamente as evoluções e o comportamento do mesmo:

- Os elementos semicondutores e passivos são tidos como ideais.
- A fonte de tensão de entrada é ideal e constante.
- O filtro capacitivo de saída é grande o suficiente, a fim de que se possa considerá-lo como uma fonte de tensão constante durante o período de chaveamento.

Este conversor, da mesma maneira que o TL-ZVS-PWM Série Ressonante, pode ter seu funcionamento representado por sete circuitos topológicos correspondendo a sete modos  $MT_0$ - $MT_6$ . Tais circuitos são mostrados na Fig. 7.2.

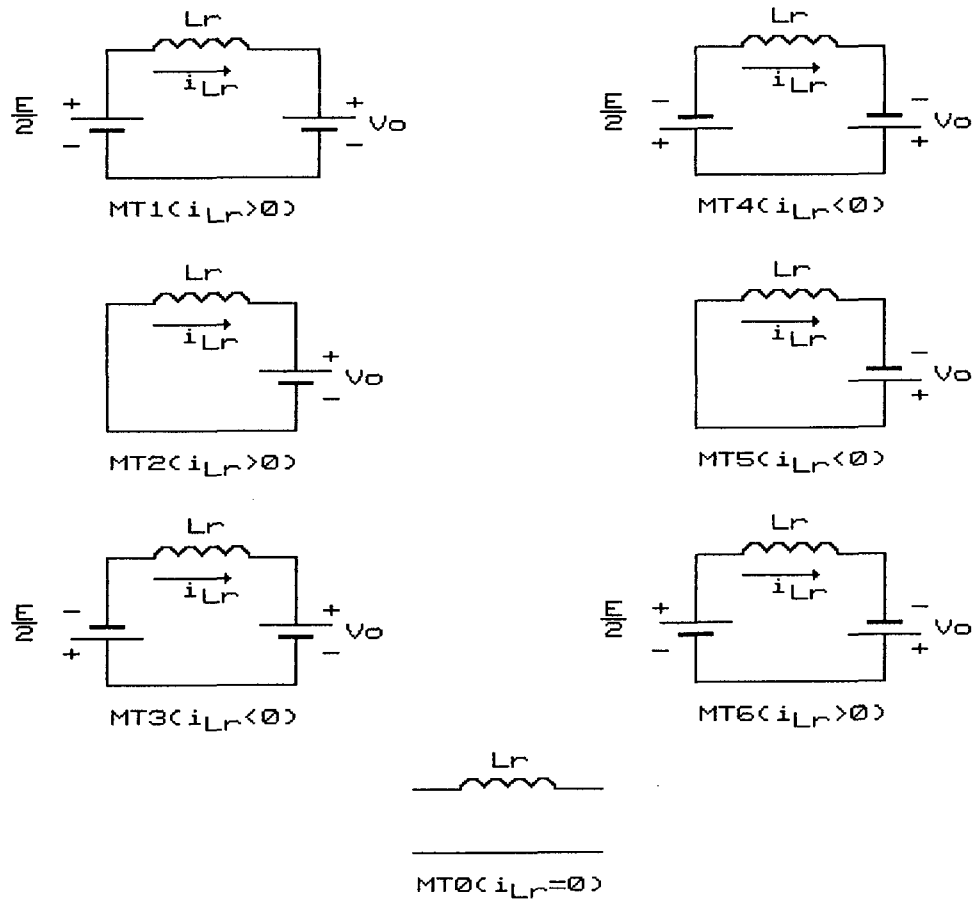


Fig. 7.2 Circuitos topológicos possíveis

A seguir serão descritas as etapas de operação do conversor em estudo nos modos contínuo e descontínuo.

### 7.2.2.1 - Etapas de Operação para o Modo Contínuo

Na Fig. 7.3 são mostradas as seis etapas de operação do conversor, considerando-se as etapas de comutação, para o modo contínuo. Como será descrito a seguir, em todas as etapas a evolução da corrente no indutor  $L_r$  é linear.

#### a) Primeira Etapa: $(t_0, t_1)$

Há transferência de energia da fonte de tensão de entrada superior ( $E_1$ ) para a carga e

para o indutor  $L_r$ . Os diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  conduzem a corrente  $i_{Lr}$  em direção ao filtro de saída (Fig. 7.3a). A corrente no indutor  $L_{a1}$  cresce de maneira linear através de  $S_2$ .

b) Segunda Etapa: ( $t_1, t_2$ )

Esta etapa inicia quando a chave  $S_1$  é bloqueada. Este bloqueio ocorre em zero de tensão devido à presença do capacitor  $C_1$ . A corrente  $i_{Lr}$  é desviada para  $C_1$  e  $C_4$ . O capacitor  $C_1$  se carrega até  $E/2$ , enquanto o capacitor  $C_4$  se descarrega até zero (Fig. 7.3b).

c) Terceira Etapa: ( $t_2, t_3$ )

Nesta etapa ocorre a transferência de uma parcela da energia armazenada no indutor  $L_r$  para a carga. A corrente  $i_{Lr}$  decresce de maneira linear através de dois caminhos: um por  $D_{C1}$  e  $S_2$  e o outro por  $E_2, D_4, C_{a1}, C_{a2}$  e  $S_2$ . Nesta etapa, a tensão entre os pontos "a" e "b" é nula (Fig. 7.3c).

d) Quarta Etapa: ( $t_3, t_4$ )

Esta etapa inicia no instante  $t_3$ , quando a chave  $S_2$  é bloqueada com tensão praticamente igual a zero Volts. A tensão  $v_{C2}$  cresce de zero volts a  $E/2$  e a tensão  $v_{C3}$  decresce de  $E/2$  a zero Volts. A corrente no indutor auxiliar  $i_{La1}$  permanece praticamente constante, pois o indutor auxiliar possui uma indutância muito maior do que a do indutor ressonante  $L_r$  (Fig. 7.3d).

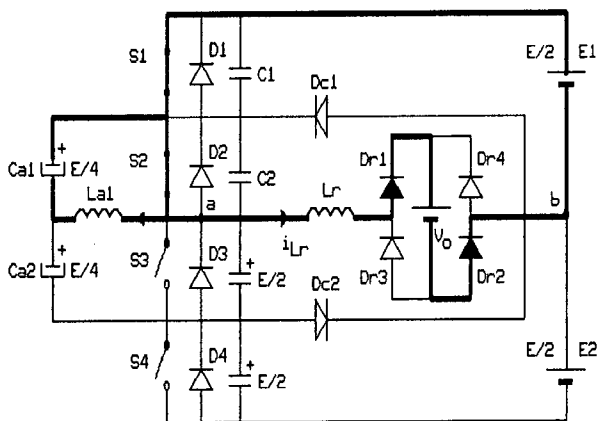


Fig. 7.3a Primeira etapa - Modo Contínuo

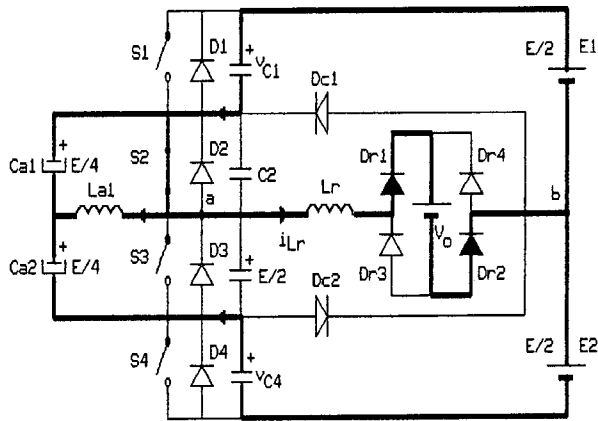


Fig. 7.3b Segunda etapa - Modo Contínuo

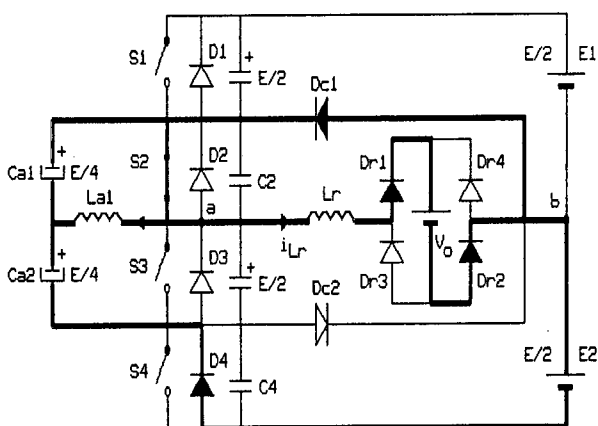


Fig. 7.3c Terceira Etapa - Modo Contínuo

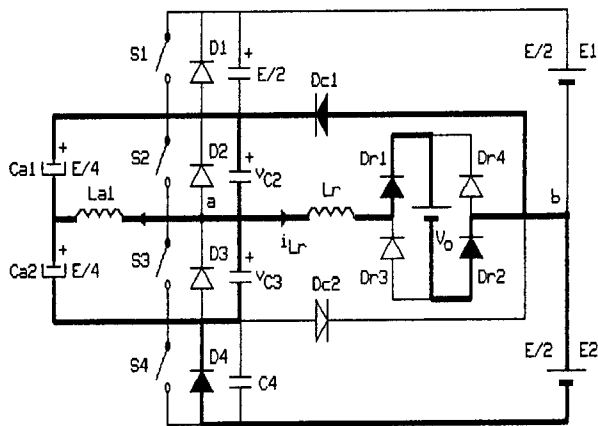


Fig. 7.3d Quarta etapa - Modo Contínuo

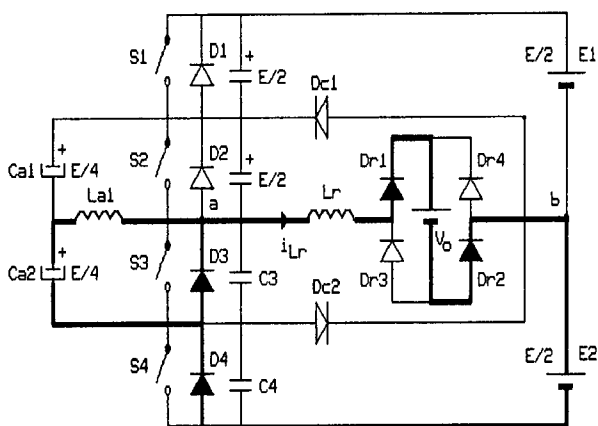


Fig. 7.3e Quinta etapa - Modo Contínuo

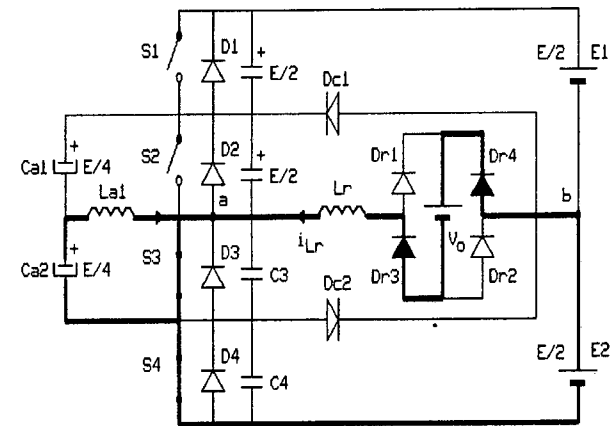


Fig. 7.3f Sexta etapa - Modo Contínuo

Fig. 7.3. Etapas de operação do conversor Série Não Ressonante

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}$  flui através dos diodos  $D_3, D_4, D_{r1}$  e  $D_{r2}$ , promovendo a transferência da energia armazenada no indutor  $L_r$  à fonte de tensão inferior ( $E_2$ ) e à carga. No instante  $t_5$ , a corrente  $i_{Lr}$  torna-se igual a zero, e os diodos  $D_3, D_4, D_{r1}$  e  $D_{r2}$  bloqueiam-se (Fig. 7.3e).

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

A partir do instante  $t_5$ , a corrente começa a crescer desde zero, através das chaves  $S_3$  e  $S_4$ . Sua entrada em condução, portanto, ocorre sob zero de tensão e zero de corrente. De maneira semelhante à primeira etapa, o indutor  $L_r$  e carga recebem energia da fonte de entrada. A diferença reside em que, no presente intervalo, a energia provem da fonte de alimentação inferior (Fig. 7.3f).

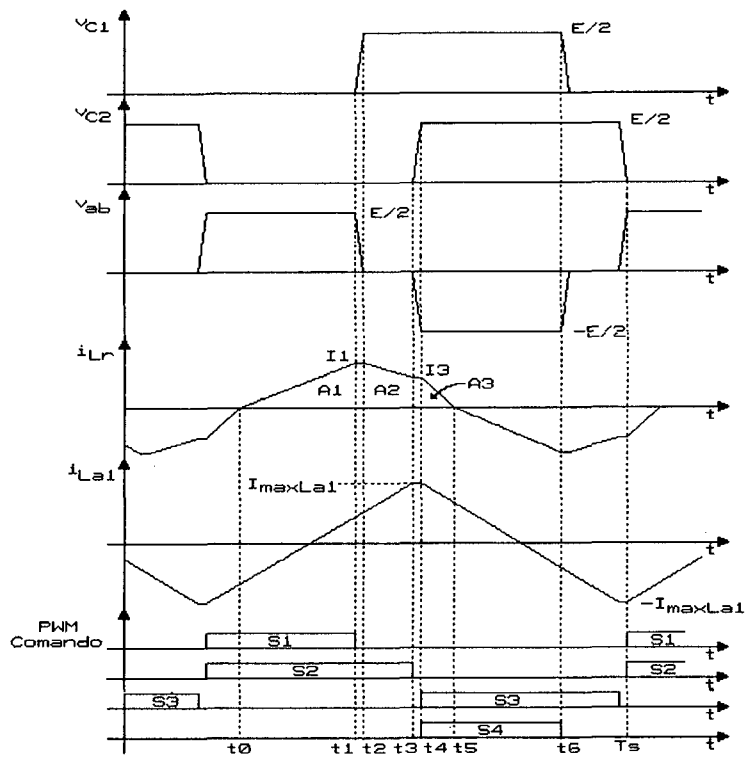


Fig. 7.4 Formas de onda teóricas do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante Modo Contínuo

No próximo semiperíodo, as etapas evoluirão de forma semelhante às descritas anteriormente. Na Fig. 7.4 encontram-se as formas de ondas teóricas do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante operando no modo contínuo.

### 7.2.2.2 - Etapas de Operação para o Modo Descontínuo

As seis etapas de funcionamento do conversor em estudo no modo descontínuo estão representadas na Fig. 7.5.

#### a) Primeira Etapa: ( $t_0, t_1$ )

O ocorre transferência de energia da fonte de tensão de entrada superior ( $E_1$ ) para a carga e para o indutor  $L_r$ . Os diodos  $D_{r1}$  e  $D_{r2}$  conduzem a corrente  $i_{Lr}$  em direção à saída (Fig. 7.5a). A corrente no indutor  $L_{a1}$  cresce de maneira linear através de  $S_2$ .

#### b) Segunda Etapa: ( $t_1, t_2$ )

Esta etapa inicia quando a chave  $S_1$  é bloqueada. Este bloqueio se realiza sob zero de tensão devido à presença do capacitor  $C_1$ . A corrente  $i_{Lr}$  é desviada para  $C_1$  e  $C_4$ . O capacitor  $C_1$  se carrega até  $E/2$ , enquanto o capacitor  $C_4$  se descarrega até zero (Fig. 7.5b).

#### c) Terceira Etapa: ( $t_2, t_3$ )

Durante esta etapa toda a energia armazenada no indutor  $L_r$  é transferida para a carga. A corrente  $i_{Lr}$  decresce de maneira linear através de dois caminhos: um por  $D_{C1}$  e  $S_2$  e o outro por  $E_2$ ,  $D_4$ ,  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $S_2$ . Nesta etapa leva-se a tensão entre os pontos "a" e "b" a zero volts (Fig. 7.5c).



d) Quarta Etapa: ( $t_3, t_4$ )

Esta etapa inicia quando a corrente do indutor  $L_r$  atinge zero e permanece assim até o instante  $t_4$ . Portanto, todos os diodos do retificador de saída encontram-se bloqueados. A corrente do indutor auxiliar cresce até o final desta etapa (Fig. 7.5d).

e) Quinta Etapa: ( $t_4, t_5$ )

Esta é uma etapa de comutação que inicia em  $t_4$ , quando  $S_2$  é comandada a bloquear. A energia armazenada no indutor auxiliar de comutação,  $L_{al}$ , deve ser suficiente para que ocorram a carga e a descarga, respetivamente, dos capacitores  $C_2$  e  $C_3$ , sem uma sensível alteração na corrente  $i_{L_{al}}(t_4)$ . Esta etapa finaliza quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge a  $E/2$  e, ao mesmo tempo, a tensão no capacitor  $C_3$  se anula (Fig. 7.5e).

Durante esta etapa a corrente no indutor auxiliar  $i_{L_{al}}$  é praticamente constante (Fig. 7.5e).

f) Sexta Etapa: ( $t_5, t_6$ )

A partir do instante  $t_5$ , a corrente começa a crescer desde zero, através das chaves  $S_3$  e  $S_4$ . Estas entram, portanto, em condução sob zero-de-tensão e zero-de-corrente. De forma análoga à primeira etapa, há transferência de energia da fonte de tensão de entrada para o indutor  $L_r$  e carga (Fig. 7.5f).

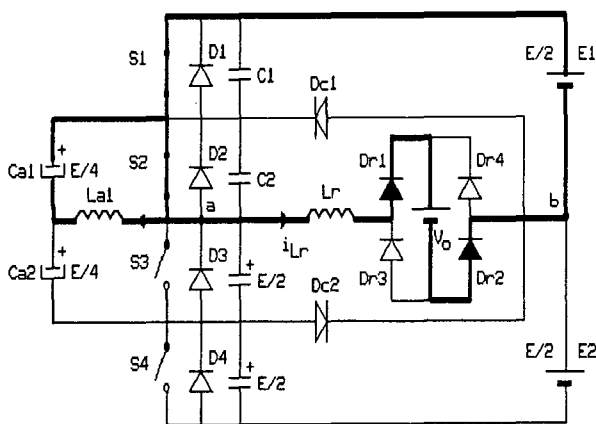


Fig. 7.5a Primeira Etapa - Modo Descontínuo

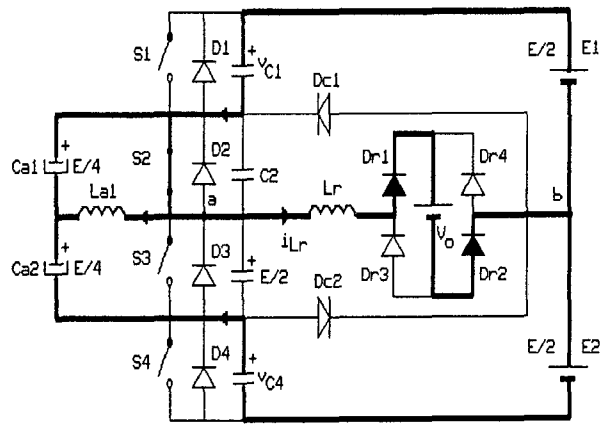


Fig. 7.5b Segunda Etapa - Modo Descontínuo

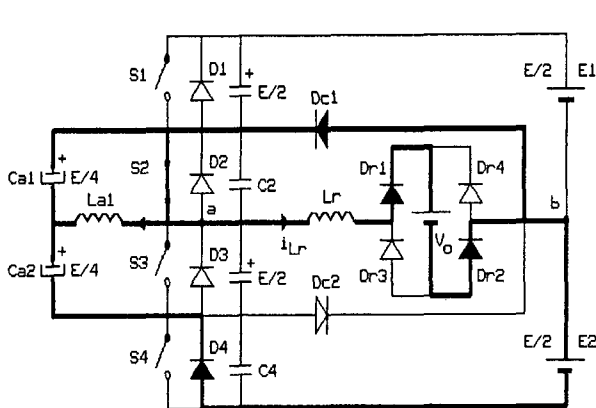


Fig. 7.5c Terceira Etapa - Modo Descontínuo

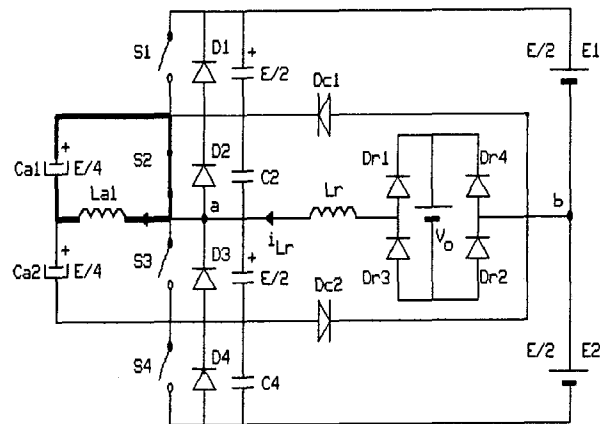


Fig. 7.5d Quarta Etapa - Modo Descontínuo

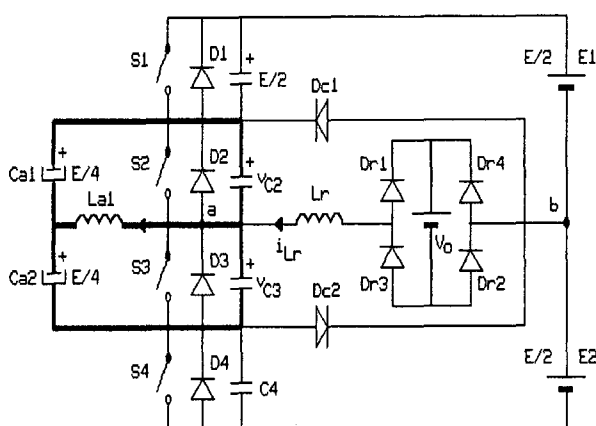


Fig. 7.5e Quinta Etapa - Modo Descontínuo

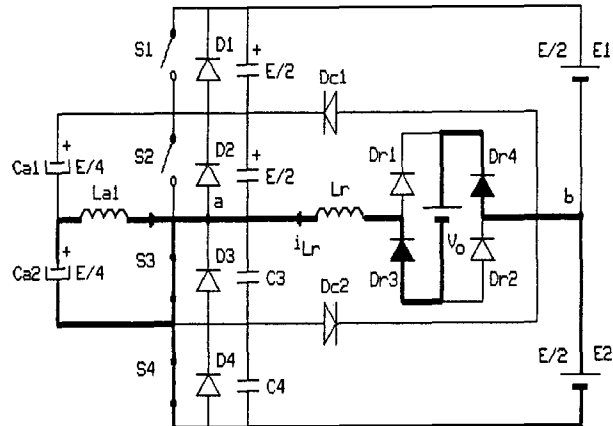


Fig. 7.5f Sexta Etapa - Modo Descontínuo

Fig. 7.5 Etapas de operação do conversor Série Não Ressonante operando no modo descontínuo.

No próximo semiperíodo as etapas evoluirão de forma semelhante às descritas anteriormente. Na Fig. 7.6 encontram-se as formas de ondas teóricas do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante operando no modo descontinuo.

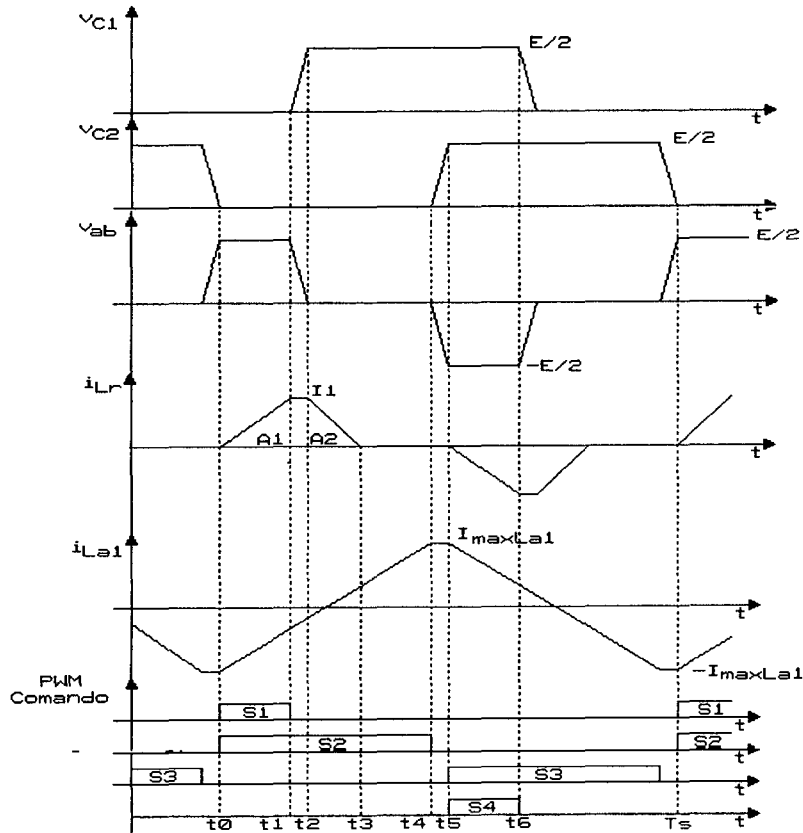


Fig. 7.6 Formas de onda teóricas do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante - Modo Descontinuo.

### 7.3 - ESTUDO ANALÍTICO

A seguir será realizado o estudo analítico do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante, bem como do conversor série ressonante com  $\omega_{sn}=10$ .

Será considerado no estudo que os tempos de comutação são muito pequenos em relação ao período de chaveamento.

### 7.3.1 - Conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante

O conversor pode ser representado por sete modos topológicos (Fig. 7.2), descrito pelas seguintes equações diferenciais:

a) para os modos topológicos  $MT_1, MT_2, MT_3, MT_4, MT_5, MT_6$ :

$$V_c = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} , \quad (7.1)$$

onde

b) para o modo topológico  $MT_0$ :

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = 0 . \quad (7.2)$$

Resolvendo-se a equação diferencial (7.1) para  $t \geq t_0$ , tem-se

$$i_{Lr} = I_{L0} + \frac{V_c}{L_r} (t - t_0) , \quad (7.3)$$

onde  $I_{L0}$  é a corrente inicial no indutor  $L_r$ .

#### 7.3.1.1 - Cálculo da Corrente Média de Saída

##### a) Modo de Condução Contínua

A partir da Fig. 7.4 pode se calcular geometricamente a área sob a curva da corrente no indutor  $L_r$ . Assim:

$$I_o = \frac{2}{T_s} (A_1 + A_2 + A_3) . \quad (7.4)$$

Onde  $A_1, A_2,$  e  $A_3$  são as áreas sob a curva  $i_{Lr}$  durante os intervalos  $(t_0, t_1), (t_2, t_3)$  e  $(t_4, t_5)$ , respectivamente.

$$A_1 = \frac{I_1 \Delta t_{10}}{2} \quad (7.5)$$

$$A_2 = \frac{(I_1 + I_3) \Delta t_{32}}{2} \quad (7.6)$$

$$A_3 = \frac{I_3 \Delta t_{54}}{2} \quad (7.7)$$

sendo

$$\Delta t_{10} = t_1 - t_0, \quad \Delta t_{32} = t_3 - t_2, \quad \Delta t_{54} = t_5 - t_4 \quad .$$

Da equação (7.3), tem-se que:

$$I_1 = \frac{(E/2) - V_o}{L_r} \Delta t_{10} \quad (7.8)$$

$$I_2 = I_1 - \frac{V_o}{L_r} \Delta t_{32} \quad (7.9)$$

$$I_3 = \frac{(E/2) + V_o}{L_r} \Delta t_{54} \quad (7.10)$$

A razão cíclica  $D$  pode ser definida a partir da Fig. 7.4 como sendo:

$$D = 2 \frac{\Delta t_{10} + \Delta t_{54}}{T_s} \quad (7.11)$$

Então, o intervalo  $\Delta t_{32}$  pode ser expresso a partir de (7.7) como:

$$\Delta t_{32} = \frac{T_s}{2} (1 - D) \quad (7.12)$$

Substituindo-se (7.8) e (7.10) em (7.11), tem-se:

$$\frac{D T_s}{2} = \frac{I_1 L_r}{(E/2) - V_o} + \frac{I_3 L_r}{(E/2) + V_o} \quad (7.13)$$

Pela substituição de (7.12) em (7.9), e deste resultado em (7.13), advem:

$$\frac{D T_s}{2} = \frac{I_1 L_r}{(E/2) - V_o} + \frac{L_r}{(E/2) + V_o} \left[ I_1 - \frac{V_o}{L_r} \frac{T_s}{2} (1 - D) \right] \quad (7.14)$$

Isolando-se a expressão (7.13) em termos de  $I_1$ , resulta

$$I_1 = \frac{T_s}{4L_r} \left( \frac{E}{2} - V_o \right) \left( \frac{D E}{2} + V_o \right) , \quad (7.15)$$

e dividindo-se ambos os termos por  $E/2$ , chega-se a

$$\frac{4L_r I_1}{T_s (E/2)} = \left( 1 - \frac{V_o}{(E/2)} \right) \left( D + \frac{V_o}{(E/2)} \right) .$$

Fazendo-se  $q = \frac{V_o}{(E/2)}$ , então

$$\frac{4L_r I_1}{T_s (E/2)} = (1-q) (D+q) . \quad (7.16)$$

Substituindo-se (7.16) em (7.8), obtém-se

$$\frac{\Delta t_{10}}{T_s} = \frac{D+q}{4} , \quad (7.17)$$

e substituindo-se (7.16) em (7.10), encontra-se

$$\frac{\Delta t_{54}}{T_s} = \frac{D-q}{4} . \quad (7.18)$$

Para a obtenção de  $I_3$ , é necessário substituir-se (7.18) em (7.10), que resulta em

$$\frac{4L_r I_3}{T_s (E/2)} = (1+q) (D-q) . \quad (7.19)$$

Das equações (7.5), (7.6) e (7.7) calculam-se as áreas e a partir de (7.4), a corrente média pode ser encontrada.

$$A_1 = \frac{I_1 \Delta t_{10}}{2}$$

$$A_1 = \frac{(E/2) T_s^2}{32L_r} (1-q)(D+q)^2 ,$$

$$A_2 = \frac{(I_1 + I_3) \Delta t_{32}}{2}$$

$$A_2 = \frac{(E/2) T_s^2}{16L_r} (1-D) [(1-q)(D+q) + (1+q)(D-q)]$$

$$A_2 = \frac{(E/2) T_s^2}{32L_r} 4(1-D)(D-q^2) \quad ,$$

$$A_3 = \frac{I_3 \Delta t_{54}}{2}$$

$$A_3 = \frac{(E/2) T_s^2}{32L_r} (1+q)(D-q)^2 \quad .$$

Então

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{16L_r} \{ (1-q)(D+q)^2 + 4(1-D)(D-q^2) + (1+q)(D-q)^2 \}$$

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{8L_r} (2D - D^2 - q^2) \quad . \quad (7.20)$$

### b) Modo de Condução Descontínua

Realizando o mesmo procedimento que do item anterior, a área sob a curva da corrente no indutor  $L_r$  da Fig. 7.6 será

$$I_o = \frac{2}{T_s} (A_1 + A_2) \quad . \quad (7.21)$$

Onde  $A_1$  e  $A_2$  são as áreas sob a curva  $i_{L_r}$  no modo descontínuo, durante os intervalos  $\Delta t_{10}$  e  $\Delta t_{32}$ , respetivamente. Então,

$$A_1 = \frac{I_1 \Delta t_{10}}{2} \quad (7.22)$$

e

$$A_2 = \frac{I_1 \Delta t_{32}}{2} \quad . \quad (7.23)$$

A razão cíclica é definida por:

$$D = \frac{2}{T_s} \Delta t_{10} \quad . \quad (7.24)$$

Da equação (7.3) obtém-se a corrente  $I_1$  que representa a corrente máxima no indutor  $L_r$ .

$$I_1 = \frac{(E/2) - V_o}{L_r} \Delta t_{10} \quad . \quad (7.25)$$

O intervalo  $\Delta t_{32}$ , onde ocorre o decrescimento da corrente  $i_{L_r}$  do valor máximo  $I_1$  até zero, é dado por:

$$\Delta t_{32} = \left( \frac{(E/2) - V_o}{V_o} \right) \Delta t_{10} \quad . \quad (7.26)$$

O valor médio da corrente de saída, calculada em um semiperíodo de operação de (7.21), é

$$I_o = \frac{2}{T_s} \left\{ \frac{(E/2) - V_o}{2L_r} + \frac{((E/2) - V_o)^2}{2L_r V_o} \Delta t_{10}^2 \right\} \quad . \quad (7.27)$$

Substituindo-se (7.24) em (7.27), tem-se

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{4L_r} D^2 \left( \frac{(E/2) - V_o}{V_o} \right) \quad , \quad (7.28)$$

sendo  $q = \frac{V_o}{(E/2)}$ , então

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{4L_r} D^2 \left( \frac{1-q}{q} \right) \quad . \quad (7.29)$$



### c) Modo de Condução Crítica:

O modo de condução crítica representa a fronteira entre os modos de condução contínua e descontínua. Assim, pode-se encontrar uma relação entre  $D$  e  $q$ , igualando-se a equação (7.20) a (7.29).

$$2D - D^2 - q^2 = 2D^2 \frac{(1-q)}{q}$$
$$(q-2)D^2 + 2qD - q^3 = 0 .$$

Duas soluções são possíveis:

$$a) D = q \quad e \quad b) D = \frac{-q^2}{2-q} .$$

Devido ao fato dos valores de  $q$  se encontrarem entre 0 e 1, somente a solução "a)" é fisicamente verdadeira, pois não são realizáveis razões cíclicas negativas. Portanto, pode-se estabelecer uma relação da corrente média de saída para o modo de condução crítica, tanto a partir da equação (7.20) quanto da (7.29), obtendo-se:

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{4L_r} D(1-D) \quad (7.30)$$

ou

$$I_o = \frac{(E/2) T_s}{4L_r} q(1-q) \quad , \quad \text{pois } D=q . \quad (7.31)$$

#### 7.3.1.2 - Característica de Saída

A característica de saída em regime permanente pode ser completamente obtida a partir das equações (7.20), (7.29) e (7.30), representando os três modos de operação do conversor TL-ZVS-PWM-SR.

A corrente média normalizada de saída  $p$  pode ser calculada fazendo-se a corrente de base igual a:

$$I_{base} = \frac{(E/2)T_s}{8L_r} . \quad (7.32)$$

A partir das equações (7.20), (7.29) e (7.31), para os diversos modos, obtém-se:

$$p = 2D - D^2 - q^2 \quad (MC \text{ Contínuo}) , \quad (7.33)$$

$$p = 2D^2 \frac{(1-q)}{q} \quad (MC \text{ Descontínuo}) , \quad (7.34)$$

$$p = 2q(1-q) \quad (MC \text{ Crítico}) . \quad (7.35)$$

Isolando a tensão de saída normalizada,  $q=V_o/(E/2)$ , nas equações (7.33), (7.34) e (7.35) encontram-se as expressões que estabelecem a característica de saída do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante. Assim,

$$\left\{ \begin{array}{ll} q = \sqrt{D(2-D)-p} & \text{Modo de Condução Contínua} \\ q = \frac{2D^2}{p+2D^2} & \text{Modo de Condução Descontínua} \\ q = \frac{1 \pm \sqrt{1-2p}}{2} & \text{Modo de Condução Crítica} . \end{array} \right. \quad (7.36)$$

As expressões de (7.36) representam as características de saída do conversor, as quais estão representadas na Fig. 7.7. Como pode ser observado, a tensão de saída é regulada pela razão cíclica  $D$ . As curvas são divididas em duas regiões, uma de condução contínua e outra de condução descontínua. A linha divisória, isto é, a fronteira entre as regiões, representada pela situação onde  $D=q$ , é o ponto onde o conversor opera em condução crítica.

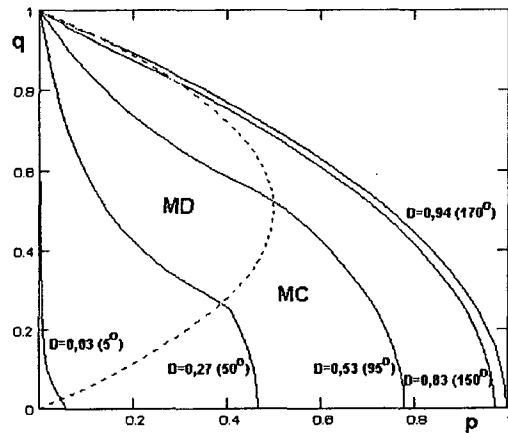


Fig. 7.7 Curva da Característica de Saída do Conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante

### 7.3.2 - Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante com $\omega_{sn} = 10$

A partir das expressões (6.8), (6.9), (6.10) e das restrições dos parâmetros, estabelecidas no capítulo 6, foram calculadas as principais grandezas do circuito considerando-se a frequência de chaveamento normalizada ( $\omega_{sn} = \omega_s / \omega_r$ ) igual a 10. Na Fig. 7.8 estão representadas as características de saída do conversor, ou seja, curvas que estabelecem as relações entre a tensão normalizada de saída  $q$  em função da carga  $p$  para várias razões cíclicas  $D$ . Salienta-se que a corrente de saída  $p$  nas Fig. 7.7 e 7.8 não são de mesma base.

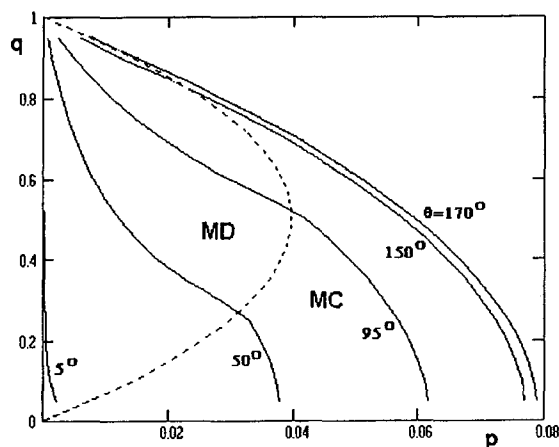


Fig. 7.8 Característica do Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante,  $\omega_{sn} = 10$ .

Nas Figuras 7.9 e 7.10 encontram-se representadas a corrente eficaz no indutor ressonante e a tensão máxima no capacitor ressonante normalizadas, respectivamente, em função do ângulo de controle  $\theta$ .

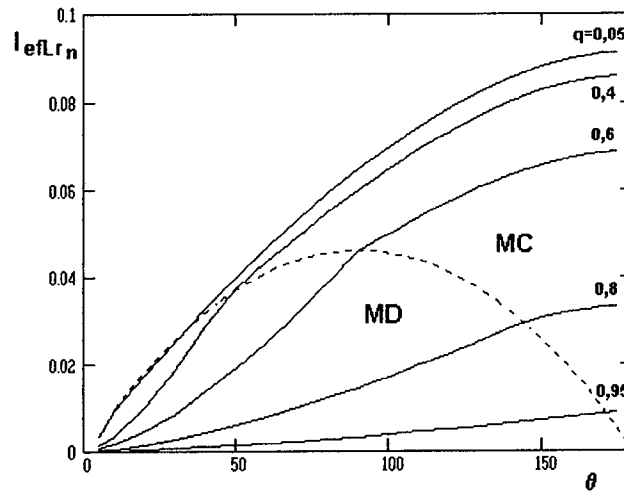


Fig. 7.9 Corrente eficaz normalizada em  $L_r$  versus ângulo de controle  $\theta$ ,  $\omega_{sn} = 10$

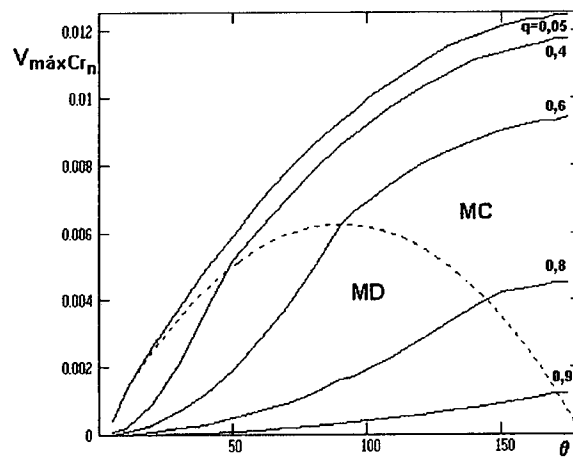


Fig. 7.10 Tensão normalizada no capacitor ressonante versus ângulo de controle  $\theta$ ,  $\omega_{sn} = 10$

Nas Figuras 7.11 e 7.12 estão representadas a indutância e capacitância de ressonância normalizadas em função da tensão normalizada de saída  $q$ , para alguns valores de ângulo de

controle  $\theta$ .

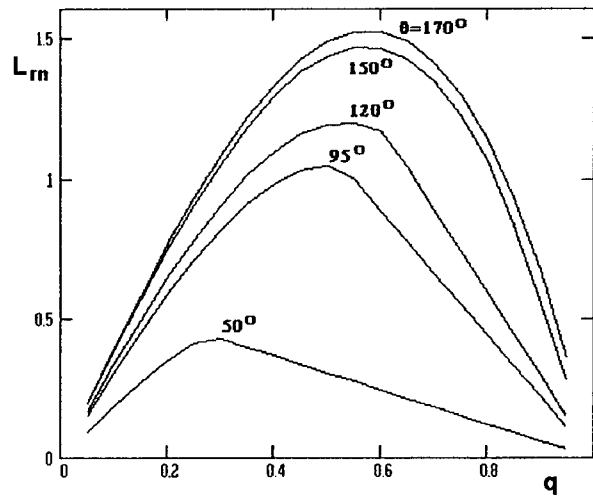


Fig. 7.11 Indutância normalizada de ressonância em função da tensão normalizada de saída.

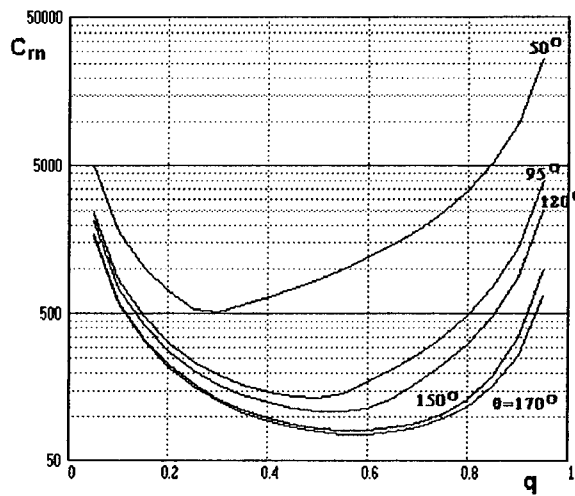


Fig. 7.12 Capacitância normalizada de ressonância em função da tensão normalizada de saída.

Nas Figuras 7.13, 7.14 e 7.15 estão representadas as energias máximas acumuladas no indutor ressonante  $E_{Lm}$ , no capacitor ressonante  $E_{Cm}$  e a soma resultante  $E_m$ , respectivamente, em função da tensão normalizada de saída, para vários ângulos de controle  $\theta$ .

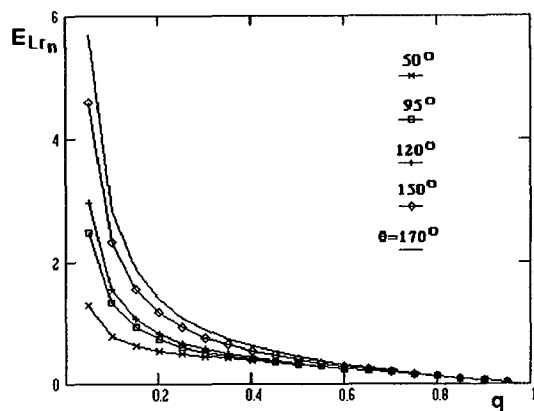


Fig. 7.13 Energia normalizada no indutor ressonante versus tensão normalizada de saída

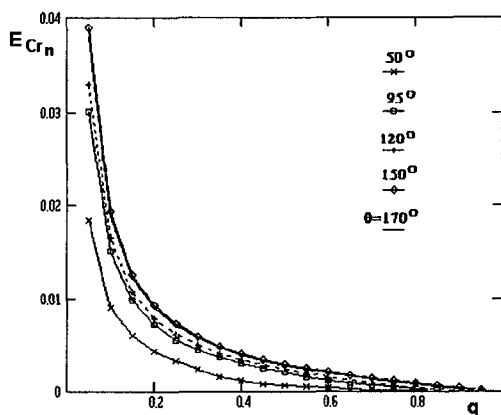


Fig. 7.14 Energia normalizada no capacitor ressonante versus tensão normalizada de saída

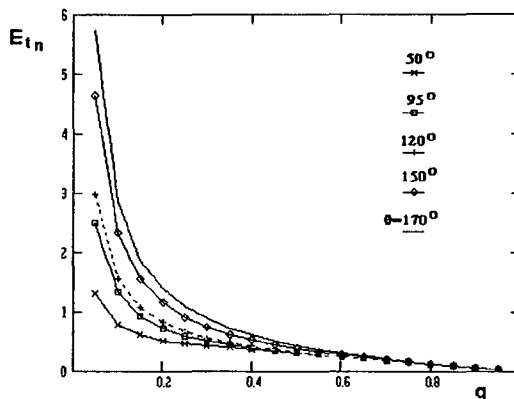


Fig. 7.15 Energia no tanque ressonante versus tensão normalizada de saída.

Como se pode observar, a energia envolvida no capacitor é muito pequena quando comparada com aquela envolvida no indutor. Na realidade, neste caso ( $\omega_{sn}=10$ ), a energia envolvida no capacitor (praticamente igual a zero) não interfere no processo de transferência de potência para a carga. Há que se considerar, porém, que na implementação prática de conversores isolados ("off-line"), surgem não-idealidades, tais como diferenças entre os tempos de comutação das chaves semicondutoras, ou mesmo pequenas discrepâncias nos ângulos de condução e bloqueio provenientes do comando. Estas não-idealidades pode dar origem a uma componente de tensão CC, a qual, ainda que seja de pequena monta, é suficiente para levar o transformador à saturação. Por esta razão, é usual colocar-se, em série com o primário do transformador, um capacitor, cuja a função é bloquear a citada componente CC. Outra não é também a função do capacitor ressonante no conversor em estudo.

### **7.3.3 - Estudo da Comutação**

Como mencionado nos itens anteriores, o conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante possui diferentes modos de operação. Cada modo tem seus requisitos próprios para a realização de uma comutação não dissipativa. Por exemplo, se o conversor opera somente no modo de condução contínua, todas as comutações realizar-se-ão sob zero de tensão (ZVS). Por outro lado, se o conversor deve atender a uma larga faixa de carga, torna-se necessário operar em todos os modos de condução (contínua, crítico e descontínuo). Nos modos descontínuo e crítico haverão somente comutações ZVS nas aberturas das chaves semicondutoras. Portanto, para que o conversor possa operar com comutação suave em uma larga faixa de carga é necessário um circuito auxiliar de comutação.

As comutações críticas (menos favoráveis) ocorrem entre as chaves semicondutoras mais

internas ( $S_2$  e  $S_3$ ), quando o conversor opera em modo descontinuo ou crítico. Nestas situações, a energia armazenada no indutor  $L_r$ , no instante da comutação, é igual a zero.

O circuito auxiliar é projetado de modo a realizar uma comutação em um tempo máximo pré-estabelecido. Considera-se que durante as comutações entre as chaves semicondutoras  $S_2$  e  $S_3$  a corrente no indutor auxiliar é constante e de valor máximo, tem-se:

$$L_{al} = \frac{E T_s}{16 I_{máxLa1}} .$$

O tempo de comutação  $t_c$  é dado por:

$$t_c = \frac{C E}{I_{máxLa1}} .$$

Então, o indutor auxiliar  $L_{al}$  pode ser calculado por:

$$L_{al} = \frac{T_s t_c}{16 C} .$$

## 7.4 - PROJETO-EXEMPLO

A partir das equações e curvas obtidas na seção 7.3, serão calculados os principais componentes do conversor TL-ZVS-PWM. Usar-se-ão dois tipos de procedimento, o primeiro a partir das equações do item 7.3.1, e o segundo das equações e ábacos dos itens 6.3 e 7.3.2. Para ambos, os dados de entrada são os seguintes:

- Potência Nominal de Saída  $\Rightarrow P_o = 1,2\text{kW}$
- Tensão de Entrada  $\Rightarrow E = 600\text{V}$
- Tensão de Saída  $\Rightarrow V_o = 60\text{V}$
- Frequência de Chaveamento  $\Rightarrow f_s = 100\text{kHz}$



#### 7.4.1 - Projeto-Exemplo do Conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante

A partir das equações obtidas no estudo analítico (item 7.3.1) são calculados os parâmetros do circuito. Adotou-se a razão entre a tensão de saída e a de entrada,  $q$ , sendo igual a 0,6. A relação de transformação  $n_{tr}$  é calculada por:

$$n_{tr} = \frac{q E}{2 V_o} = \frac{0,6 \cdot 600V}{2 \cdot 60V}$$
$$n_{tr} = 3 \quad .$$

Adotando  $D=0,83$  ( $\theta=150^\circ$ ), como sendo a razão cíclica a plena carga, pode-se facilmente obter o valor do indutor  $L_r$ . Como  $D>q$ , faz-se uso da equação (7.20). Então:

$$L_r = \frac{E/2 T_s n}{8 I_o} (2D - D^2 - q^2)$$
$$L_r = \frac{300V \cdot 10\mu s \cdot 3}{8 \cdot 20A} (2 \cdot 0,83 - 0,83^2 - 0,6^2)$$
$$L_r = 34,4\mu H \quad .$$

#### 7.4.2 - Projeto-Exemplo do Conversor TL-ZVS-PWM Série Ressonante, $\omega_{sn} = 10$

A partir das expressões e ábacos obtidos no item 6.3, do capítulo anterior, são calculados os valores dos componentes do circuito, como também os principais parâmetros. Da mesma forma que no item anterior, adotando  $\theta=150^\circ$ , podem-se obter os valores do indutor  $L_r$  e capacitor  $C_r$  a partir das Figuras 7.11 e 7.12. Então, a indutância e capacitância de ressonância podem ser calculadas por:

$$L_{r_n} = 0,29$$

$$L_r = L_{r_n} \frac{(E/2)^2}{V_o I_o \omega_s} \quad \text{onde } \omega_s = 2\pi f_s$$

$$L_r = 35\mu H$$

e

$$C_{r_n} = 341$$

$$C_r = C_{r_n} \frac{V_o I_o}{(E/2)^2 \omega_s}$$

$$C_r = 7,25\mu F$$

A corrente eficaz no indutor  $L_r$  a plena carga é calculada a partir da Fig. 7.9.

$$I_{efLr} = I_{efLr_n} \frac{E}{Z_r} ,$$

onde

$$Z_r = p n_{tr} \frac{E}{I_o} .$$

Da Fig. 7.8 obtém-se que  $p = 0,048$ . Então,

$$Z_r = 0,048 \cdot 3 \cdot \frac{600V}{2 \cdot 20A} = 2,16\Omega .$$

Da Fig. 7.9 obtém-se  $I_{efLr} = 0,055$ . Então,

$$I_{efLr} = 0,055 \cdot \frac{600V}{2 \cdot 2,16\Omega} = 7,6A .$$

A tensão máxima no capacitor é calculada por:

$$V_{máxCr} = V_{máxCr_n} \frac{E}{2} = 0,0077 \cdot \frac{600}{2}$$

$$V_{máxCr} = 2,3V .$$

Verifica-se através dos resultados obtidos nos projetos-exemplos, que os valores das indutâncias  $L_r$  são da mesma ordem, quais sejam: no primeiro caso (não ressonante)  $L_r=34,4\mu\text{H}$  e no segundo (ressonante  $\omega_{sn}=10$ )  $L_r=35,0\mu\text{H}$ . A presença do capacitor de valor  $C_r=7,25\mu\text{F}$  no circuito não altera a performance do circuito. Isto significa que a presença ou não do capacitor  $C_r$ , para um  $\omega_{sn}$  maior que 8, não modifica as características externas do conversor, pois sua energia é muito pequena.  $C_r$  deixa de ter função de capacitor ressonante para atuar como bloqueador da componente CC, conforme já discutido anteriormente. Por esta razão, sua denominação passa a ser capacitor de bloqueio  $C_b$ . Para o projeto deste elemento pode-se lançar mão da metodologia apresentada no item 7.2.

#### 7.4.3 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_1$ e $S_4$

A corrente eficaz nas chaves  $S_1$  e  $S_4$  é expressa por:

$$I_{efS14} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{10}} \left[ \frac{I_1 t}{\Delta t_{10}} \right]^2 dt} \quad (7.37)$$

#### 7.4.4 - Cálculo da Corrente Eficaz nas Chaves $S_2$ e $S_3$

A corrente eficaz nas chaves  $S_2$  e  $S_3$  é calculada através de

$$A = \int_{\frac{T_s}{2} \frac{[I_{máxLal} \Delta t_{10} + I_1 \Delta t_{54}]}{[4 \Delta t_{10} I_{máxLal} + I_1 T_s]}}^{\Delta t_{10} + \Delta t_{54}} \left[ \frac{I_1 t}{\Delta t_{10}} - \frac{I_1 \Delta t_{54}}{\Delta t_{10}} + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right]^2 dt$$

$$B = \int_{\Delta t_{10} + \Delta t_{54}}^{\frac{T_s}{2}} \left[ \frac{I_1 - I_3}{\Delta t_{54} + \Delta t_{10} - \frac{T_s}{2}} \left[ t - \frac{T_s}{2} \right] + I_3 + \frac{4 I_{máxLal}}{T_s} - I_{máxLal} \right]^2 dt$$

$$I_{efS23} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (A+B)} \quad (7.38)$$

#### 7.4.5 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>1</sub> e D<sub>4</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>1</sub> e D<sub>4</sub> é obtida através de

$$I_{medD14} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{54}} \frac{I_3 t}{\Delta t_{54}} dt \quad (7.39)$$

#### 7.4.6 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>2</sub> e D<sub>3</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>2</sub> e D<sub>3</sub> pode ser obtida por

$$A = \int_0^{\Delta t_{54}} \frac{[I_{máxLal} \Delta t_{10} + I_1 \Delta t_{54}]}{[4 \Delta t_{10} I_{máxLal} + I_1 T_s]} \left[ \frac{I_1 t}{\Delta t_{10}} - \frac{I_1 \Delta t_{54}}{\Delta t_{10}} + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right] dt$$

$$B = \int_{\Delta t_{54}}^0 \left[ \frac{I_3}{\Delta t_{54}} [t - \Delta t_{54}] + \frac{4 I_{máxLal} t}{T_s} - I_{máxLal} \right] dt$$

$$I_{medD23} = \frac{1}{T_s} (A+B) \quad (7.40)$$

#### 7.4.7 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>c1</sub> e D<sub>c2</sub>

A expressão da corrente média nos diodos D<sub>c1</sub> e D<sub>c2</sub> é

$$I_{medDc} = \frac{(I_1 + I_3) \Delta t_{32}}{T_s} \quad (7.41)$$

#### 7.4.8 - Cálculo da Corrente Média nos Diodos D<sub>r1</sub> e D<sub>r2</sub>

A corrente média nos diodos D<sub>r1</sub> e D<sub>r2</sub> é calculada através de

#### 7.4.9 Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor de Ressonância

A corrente eficaz no indutor de ressonância pode ser expressa por:

$$I_{efLr}^2 = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{10}} \left[ \frac{I_1 t}{\Delta t_{10}} \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{32}} \left[ \frac{I_1 - I_3}{\Delta t_{32}} [\Delta t_{32} - t] + I_3 \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{54}} \left[ \frac{I_3 t}{\Delta t_{54}} \right]^2 dt \right] \quad (7.43)$$

#### 7.4.10 - Corrente Máxima nas Chaves Semicondutoras

As correntes máximas nas chaves semicondutoras são dadas por:

$$I_{máxS1} = I_1 \quad (7.44)$$

$$I_{máxS2} = I_1 + \frac{4I_{máxLa1} [\Delta t_{54} + \Delta t_{10}]}{T_s} - I_{máxLa1} \quad (7.45)$$

#### 7.4.11 - Cálculo das Perdas nas Chaves Semicondutoras

As expressões para as perdas nas chaves semicondutoras são as seguintes:

$$P_{condS} = 2 R_{ds} [I_{efS14}^2 + I_{efS23}^2] \quad (7.46)$$

$$P_{condD} = 2 V_{thd} (I_{medD14} + I_{medD23}) \quad (7.47)$$

$$P_{S14} = 2 [R_{ds} I_{efS14}^2 + V_{thd} I_{medD14}] \quad (7.48)$$

$$P_{S23} = 2 [R_{ds} I_{efS23}^2 + V_{thd} I_{medD23}] \quad (7.49)$$

#### 7.4.12 Cálculo das Perdas nos Diodos Grampeadores

As perdas nos diodos grampeadores são expressas por:

$$P_{condDc} = 2 V_{thd} I_{medDc} \quad (7.50)$$

#### 7.4.13 - Cálculo das Perdas nos Diodos Retificadores

As perdas nos diodos grampeadores são dadas por:

$$P_{condDr} = 2 V_{thd} I_{medDr} \quad (7.51)$$

## 7.5 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TL-ZVS-PWM-SNR

De maneira a verificar o princípio de operação e validar as análises anteriormente realizadas, foram efetuadas simulações do conversor em estudo (programa PROSCES). As especificações de entrada são as mesmas que as do projeto-exemplo. Os resultados das simulações obtidas a plena carga ( $V_o=60V$  e  $\theta=150^\circ$ ) estão na Fig. 7.16, e os resultados com  $\theta=95^\circ$  e  $V_o=60V$  em condução descontínua, são mostrados na Fig. 7.17.

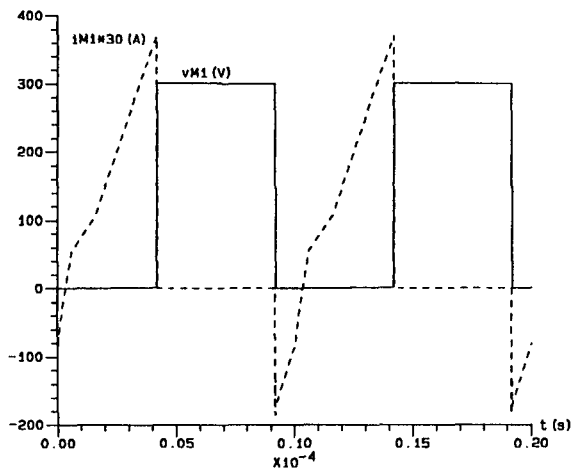


Fig. 7.16a. Tensão dreno-fonte e corrente no MOSFET  $M_1$

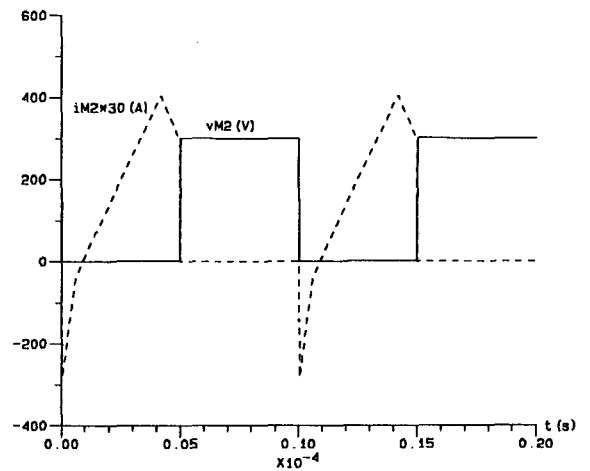


Fig. 7.16b. Tensão dreno-fonte e corrente no MOSFET  $M_2$

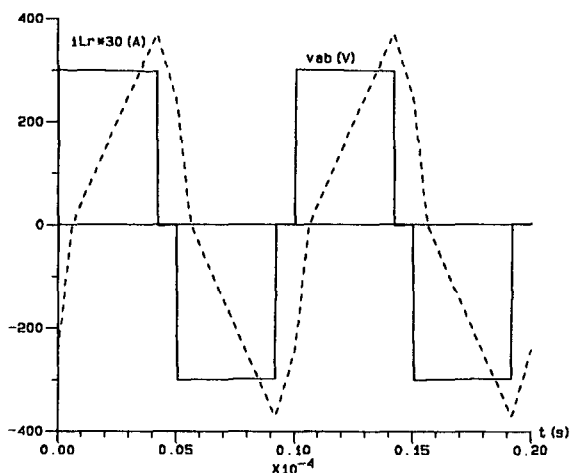


Fig. 7.16c. Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor ressonante

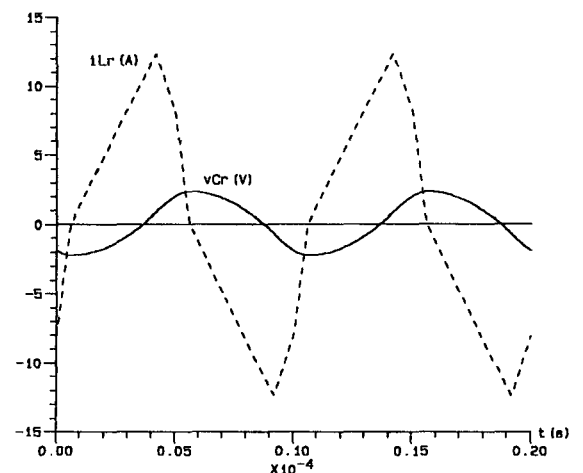


Fig. 7.16d. Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante

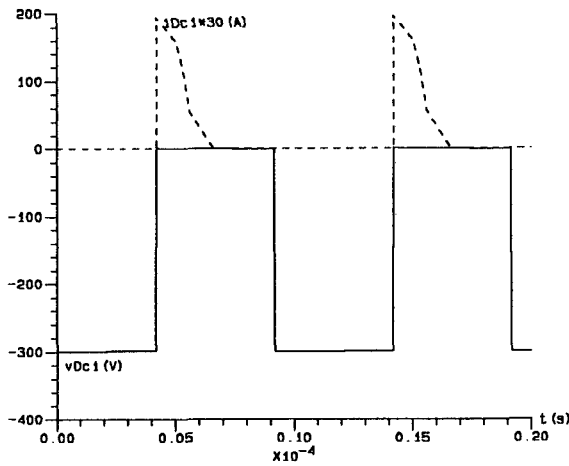


Fig. 7.16e. Tensão e corrente no diodo de grampeamento  $D_{c1}$

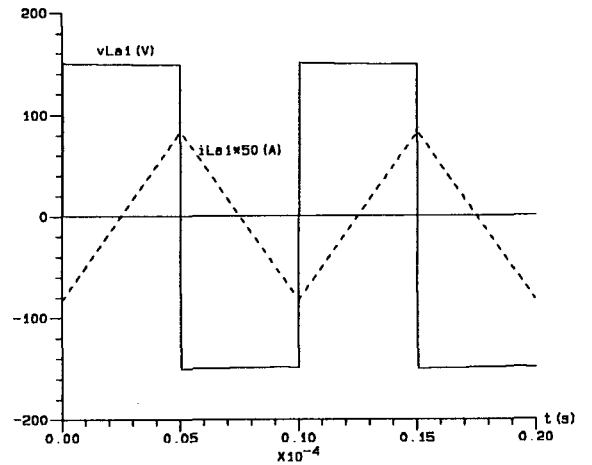


Fig. 7.16f. Tensão e corrente no indutor auxiliar de comutação

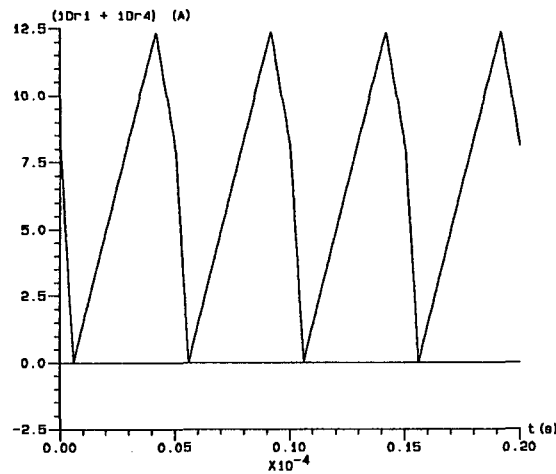


Fig. 7.16g Corrente na saída do retificador

Fig. 7.16 Resultados da simulação do conversor TL-ZVS-PWM-SNR a plena carga.

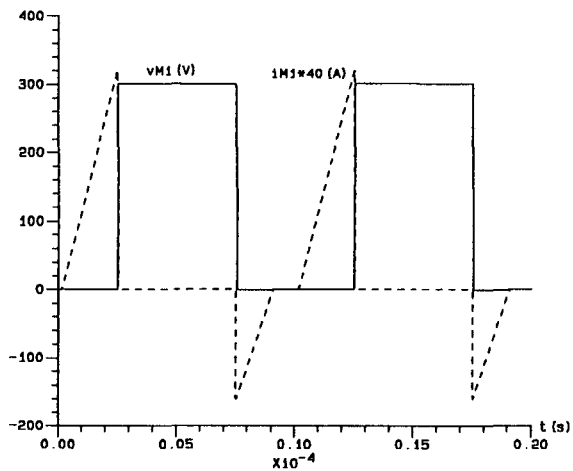


Fig. 7.17a. Tensão drenos-fonte e corrente do MOSFET  $M_1$

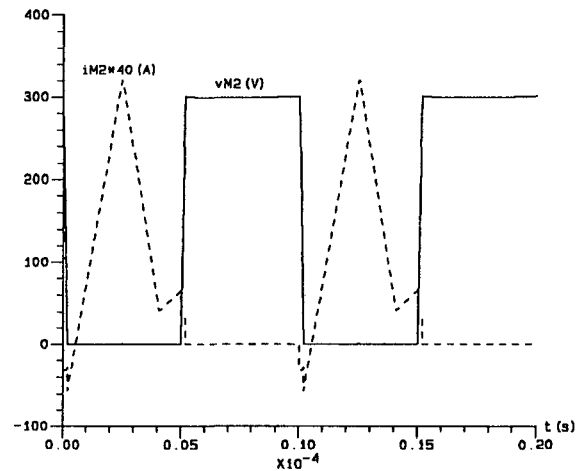


Fig. 7.17b. Tensão drenos-fonte e corrente no MOSFET  $M_2$

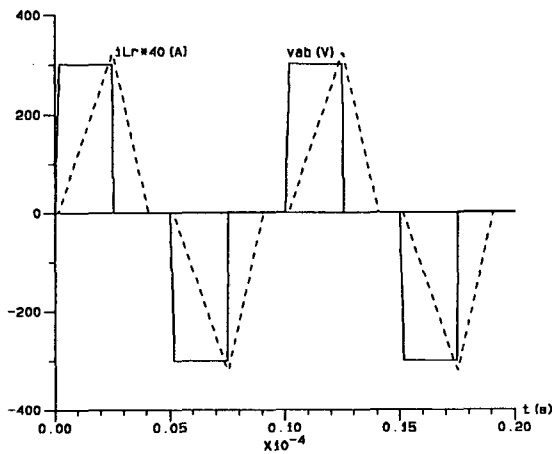


Fig. 7.17c. Tensão  $v_{ab}$  e corrente no indutor ressonante

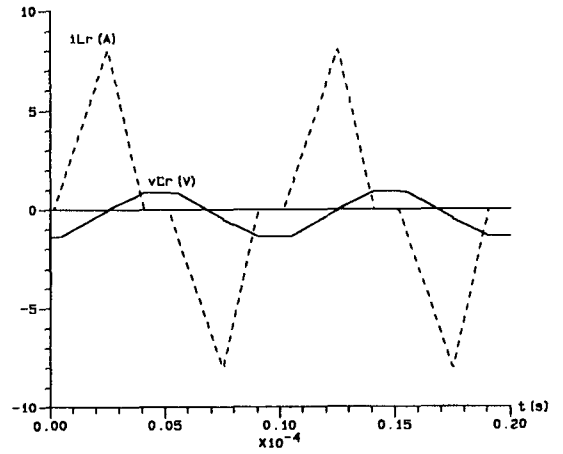


Fig. 7.17d. Tensão no capacitor e corrente no indutor ressonante

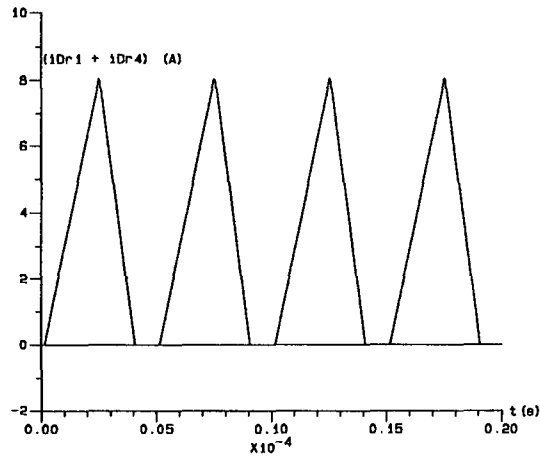


Fig. 7.17e. Tensão e corrente no diodo de grampeamento  $D_{c1}$

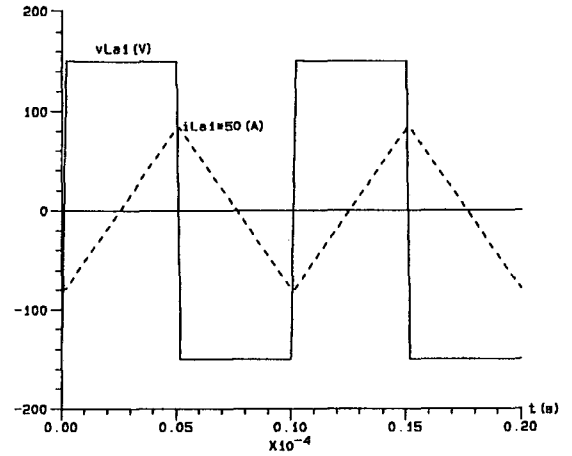


Fig. 7.17f. Tensão e corrente no indutor auxiliar de comutação

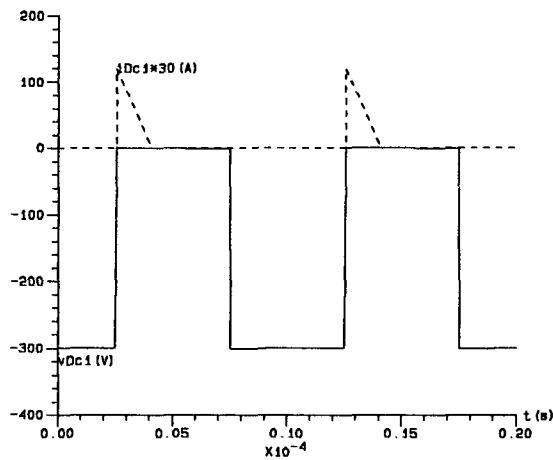


Fig. 7.17g. Corrente na saída do retificador

Fig. 7.17 Resultados de simulação do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante,  $\theta=90^\circ$  e  $V/n=60V$  em condução descontínua.

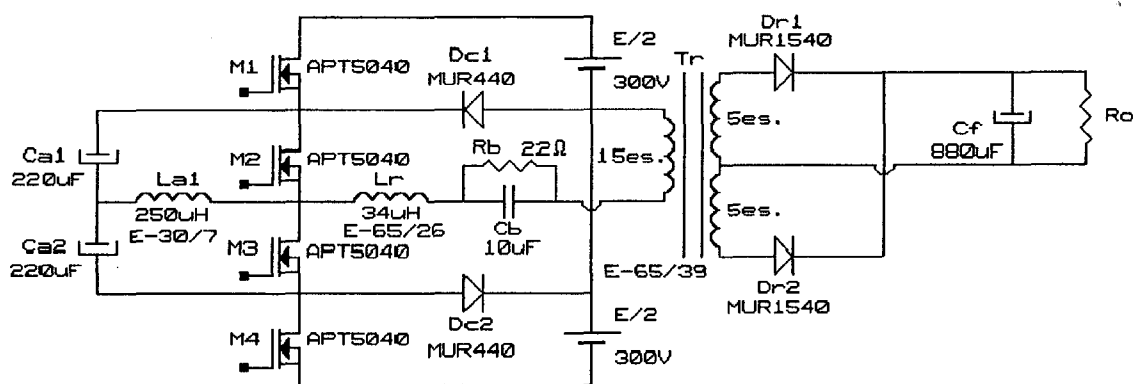


## 7.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto exemplo realizado na seção anterior e dos resultados obtidos em simulações, foi implementado em laboratório um conversor TL-ZVS-PWM série não ressonante, com as seguintes especificações:

- Potência nominal de saída  $\Rightarrow P_o = 1,2kW$
- Tensão de entrada  $\Rightarrow E = 600V$
- Tensão de Saída  $\Rightarrow V_o = 60V$
- Frequência de chaveamento  $\Rightarrow f_s = 100kHz$
- Indutância de ressonância  $\Rightarrow L_r = 34\mu H$
- Capacitância de bloqueio  $\Rightarrow C_b = 10\mu F$

Na Fig. 7.18 está desenhado o diagrama do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante implementado, indicando os componentes utilizados. A indutância de ressonância total é composta pela indutância de dispersão do transformador ( $4\mu H$ ) e por uma indutância externa ( $30\mu H$ ).



*Fig. 7.18 Circuito de potência do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante implementado*

As formas de onda experimentais nos principais elementos do circuito foram fotografadas a plena carga ( $P_o=1200W$ ,  $V_o=60V$ ,  $I_o=20A$ ). As fotografias são exibidas nas figuras 7.19 a 7.25. Os resultados experimentais confirmam os resultados preditos na análise teórica e simulações.

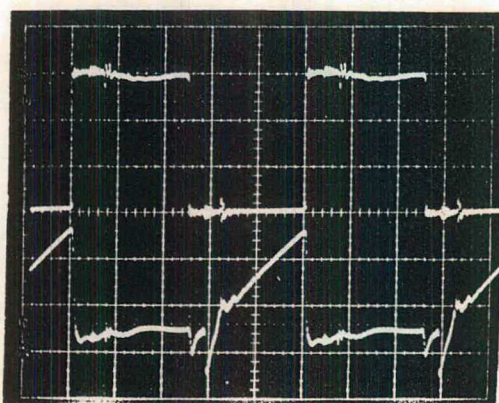


Fig. 7.19 Tensão dreno-fonte de  $M_1$  (curva sup.). Escala: 100V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente de dreno de  $M_1$  (curva inferior). Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

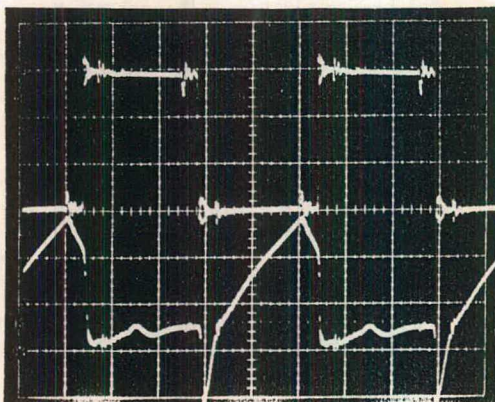


Fig. 7.20 Tensão dreno-fonte do  $M_2$  (curva sup.). Escala: 100V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente de dreno de  $M_2$  (curva inferior). Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

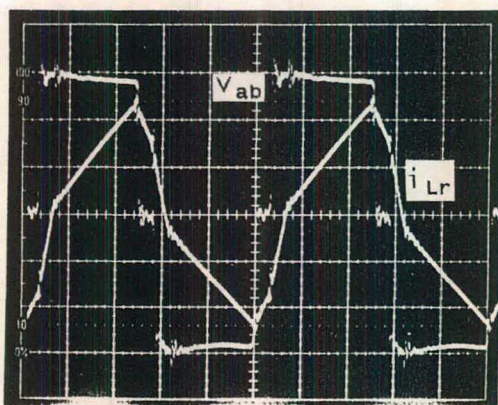


Fig. 7.21 Tensão entre os pontos "a" e "b"  $v_{ab}$ . Escala: 100V/div, 2 $\mu$ s/div  
 Corrente no indutor  $L_r$ . Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

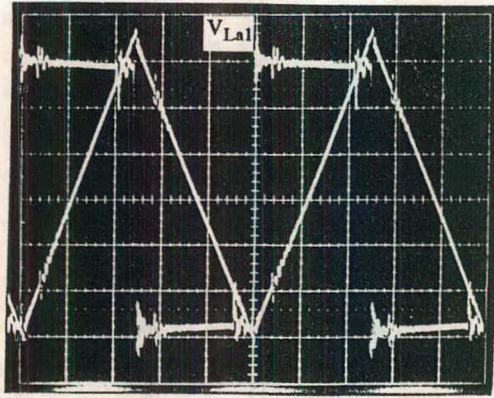


Fig. 7.22 Tensão no indutor auxiliar. Escala: 50V/div  
 Corrente no indutor auxiliar. Escala: 0,5A/div, 2 $\mu$ s/div

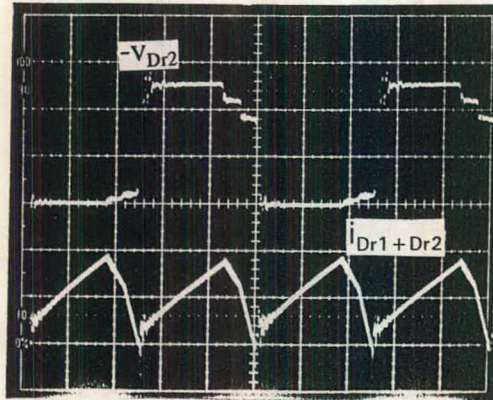


Fig. 7.23 Tensão sobre o diodo retificador de saída. Escala: 50V/div  
 Corrente na saída do retificador. Escala: 20A/div, 2 $\mu$ s/div

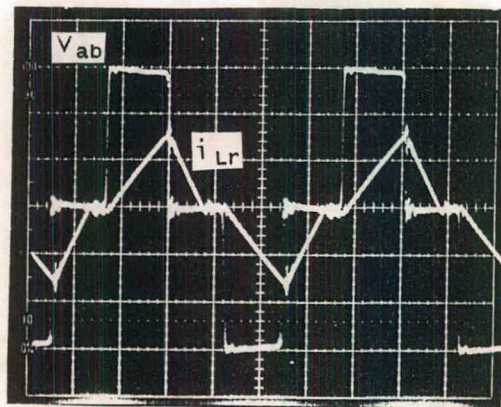


Fig. 7.24 Tensão entre os pontos "a" e "b". Escala: 100V/div  
 Corrente no indutor ressonante (Modo Descontínuo). Escala: 5A/div, 2 $\mu$ s/div

Na Fig. 7.24 estão representadas a tensão  $v_{ab}$  e a corrente no indutor ressonante, para  $V_o=60V$  e  $I_o=10A$ . Como se observa, o conversor está operando no modo descontinuo.

As curvas características de saída CC do conversor foram levantadas experimentalmente, conforme mostra a Fig. 7.25, para os ângulos de controle  $\theta=50^\circ$ ,  $\theta=95^\circ$  e  $\theta=150^\circ$ . As curvas teóricas (traço contínuo), para os mesmos ângulos também estão traçadas.

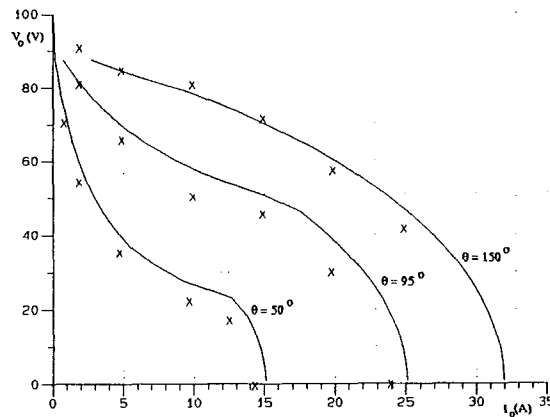


Fig. 7.25 Característica de saída do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante

Foi medida experimentalmente a eficiência do conversor TL-ZVS-PWM Série Não Ressonante em função da corrente de carga, para uma tensão de saída igual a 60V. O gráfico da eficiência em função da corrente é mostrado na Fig. 7.26. O valor medido a plena carga (20A) foi de 87%.

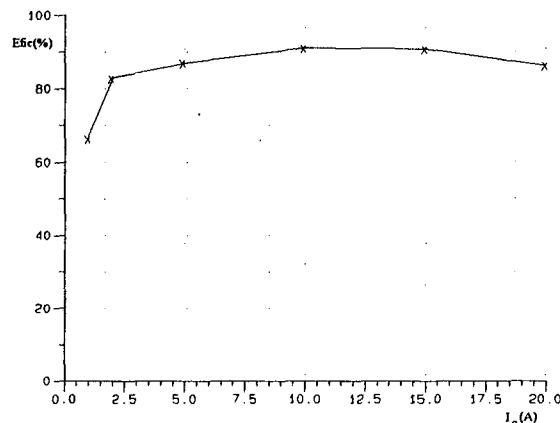


Fig. 7.26 Curva de eficiência versus a corrente de carga, para  $V_o = 60V$

## 7.7 - CONCLUSÃO

O conversor CC-CC Três Níveis Série Não Ressonante com comutação em zero de tensão modulado por largura de pulso TL-ZVS-PWM-SNR, operando desde a vazio a plena carga, assegurando comutação ZVS, foi introduzido neste capítulo. Para operar em ampla faixa de carga foi necessário incluir um circuito auxiliar de comutação. Este conversor é indicado para aplicações onde se requeiram alta tensão de entrada, alta frequência, alta potência, baixa corrente de saída ou quando não existem severas restrições de ondulação ("ripple") de tensão de saída. São indicados também quando se deseja características de saída do tipo fonte de corrente.

O conversor abordado possui três modos de operação: modo de condução contínua, crítica e descontínua. Todos os modos de operação foram completamente identificados e analiticamente definidos. Um projeto foi realizado a partir das equações e ábacos obtidos, onde foram calculados os principais elementos e parâmetros do circuito. Os resultados das simulações e dos experimentos de laboratório comprovam e validam o estudo analítico.

Um protótipo foi projetado e construído, para  $P_o=1,2kW$ ,  $V_o=60V$ ,  $f_s=100kHz$  e  $E=600V$  (tensão de entrada). A eficiência medida a plena carga foi de 87%.

# CAPÍTULO 8

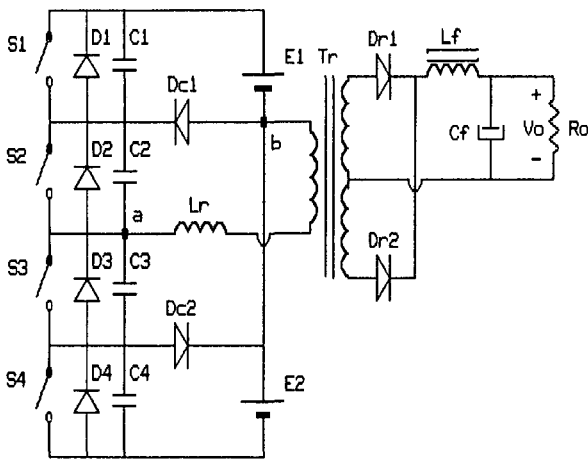
## ESTUDO COMPARATIVO DOS CONVERSORES ESTUDADOS

### 8.1 - INTRODUÇÃO

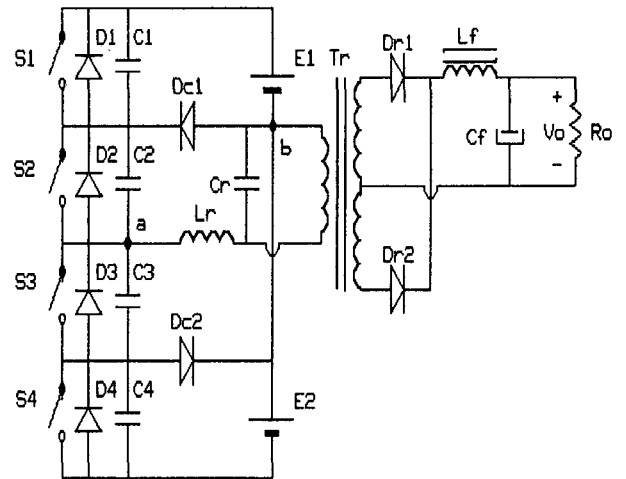
Este capítulo tem por objetivo realizar um estudo comparativo entre os seis conversores Três Níveis abordados nos capítulos anteriores. São relacionadas e discutidas as principais diferenças, entre elas: número de componentes de potência, níveis de corrente através dos componentes, faixa de carga com operação ZVS, característica de saída, ondulação da tensão (ou corrente) de saída, comutação nos diodos retificadores de saída, tipo de comando e eficiência.

Salienta-se que todos os protótipos implementados possuem os mesmos componentes semicondutores de potência e transformador. O transformador de isolamento e adequação de tensão é de alta frequência (HF), constituído de um núcleo de ferrite do tipo E-69/39 (Thornton), com 15 espiras no primário e 10 espiras no secundário, do tipo derivação ("tap") central. Na Fig. 8.1 encontram-se as seis (6) estruturas a serem comparadas a partir dos resultados obtidos. Nominalmente os componentes semicondutores que fazem parte destas estruturas são:

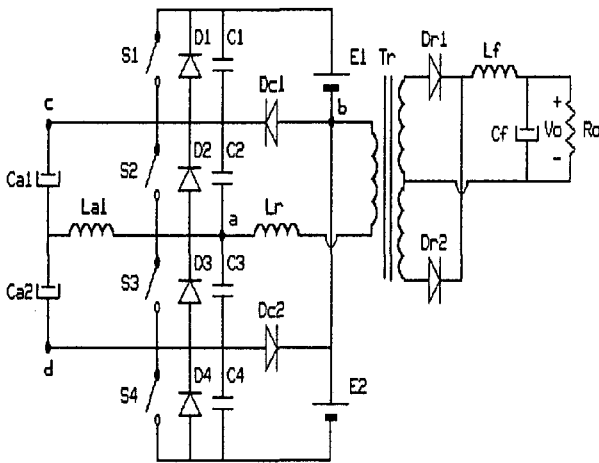
- Transistores principais: MOSFETS APT5040 (Advanced Power Technology),  $R_{ds(on)} = 0,4\Omega$  (25° C)
- Diodos Grampeadores : MUR440 (Motorola)
- Diodos Retificadores de Saída : MUR1540 (Motorola)



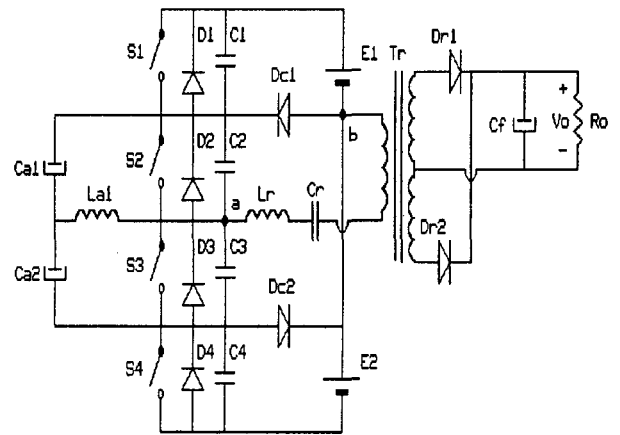
8.1a Conversor TL-ZVS-PWM



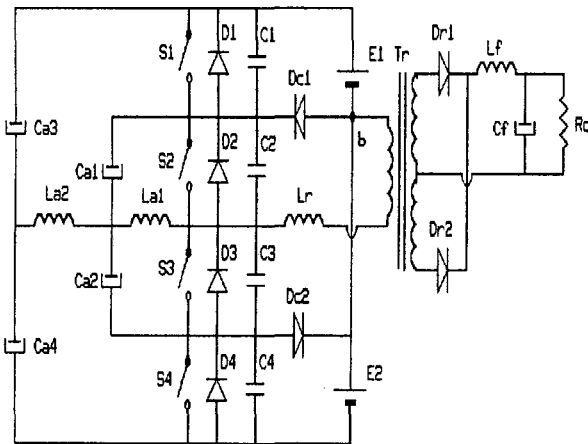
8.1d Conversor TL-ZVS-PWM-PR



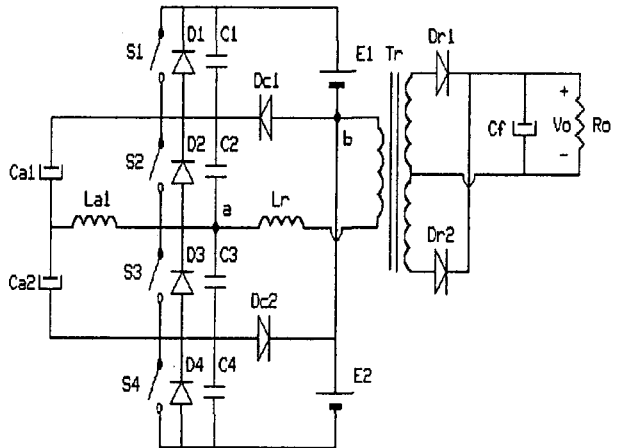
8.1b Conversor TL-ZVS-PWM C/ 1 CAC



8.1e Conversor TL-ZVS-PWM-SR



8.1c Conversor TL-ZVS-PWM c/ 2 CAC



8.1f Conversor TL-ZVS-PWM-SNR

Fig 8.1 Seis conversores Três Níveis para estudo

## 8.2 - ESTUDO COMPARATIVO

O conversor de entrada CA-CC utilizado para os ensaios foi um retificador em ponte completa trifásico com um filtro  $L_i C_i$  de saída, conforme mostra a Fig. 8.2.

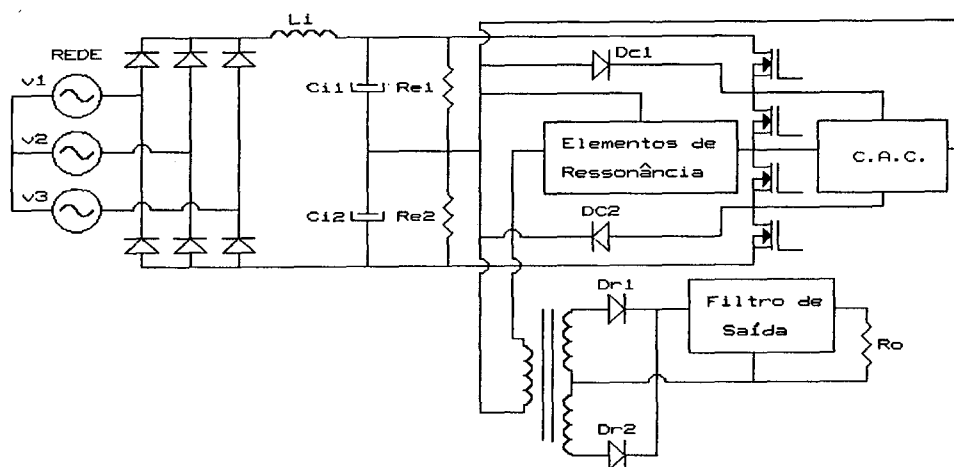


Fig. 8.2 Circuito básico dos Conversores Implementados

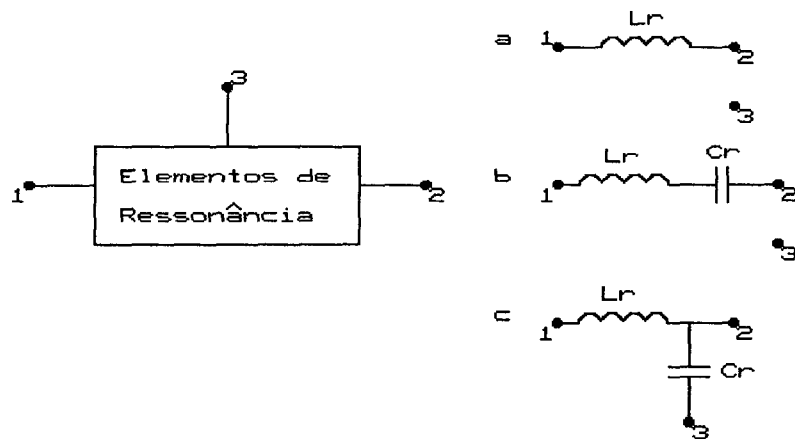
Conseguem-se as duas fontes CC de entrada através de um divisor capacitivo,  $C_{i1}$  em série com o capacitor  $C_{i2}$ . Os resistores  $R_{e1}$  e  $R_{e2}$  são resistores de equalização estática de tensão.

Como pode se observar na Fig. 8.2, existem três blocos no circuito, os quais são identificados por: Elementos de ressonância, C.A.C. (Circuitos Auxiliares de Comutação) e filtro de Saída. Os elementos de ressonância podem ser de três tipos, ou seja, não ressonante (L), série ressonante (LC) e paralelo ressonante (LC). Existem outros tipos de elementos de Ressonância, como por exemplo, LLC e LCC, que são abordados na literatura em [96] e [84], respectivamente para um conversor FB, mas não serão alvos de nosso estudo.

Os elementos de ressonância oferecem uma determinada impedância entre a fonte e a carga (Fig. 8.3). O primeiro tipo é designado por não ressonante, pois todas as etapas de operação



são lineares, à exceção das etapas de comutação. O segundo é o tipo Série Ressonante pois dá origem ao Conversor Série Ressonante, no qual a carga está conectada em série com os elementos ressonantes. Por último, o Paralelo Ressonante, que dá origem ao conversor de mesmo nome, onde a carga é normalmente conectada em paralelo com o capacitor de ressonância.



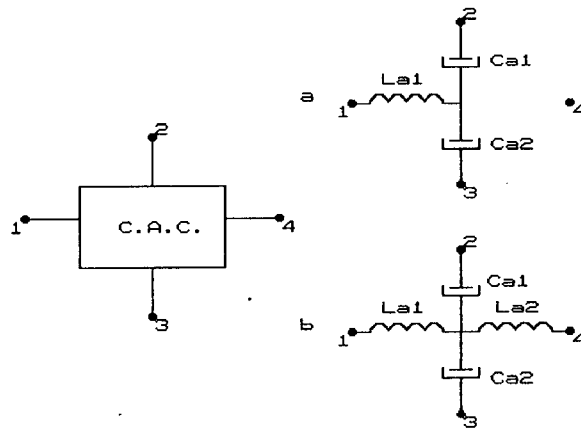
- a) *Tipo Não Ressonante*
- b) *Tipo Série Ressonante*
- c) *Tipo Paralelo Ressonante*

Fig. 8.3 Tipos de elementos de ressonância

O bloco Circuito Auxiliar de Comutação C.A.C pode ser de dois tipos:

- a) com um (1) CAC
- b) com dois (2) CAC

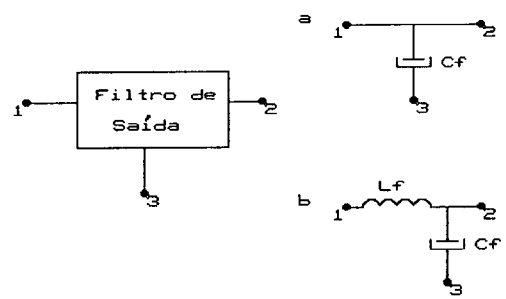
Em alguns conversores a presença do CAC não é necessária, seja porque operem com uma faixa de variação de carga limitada, seja porque o tanque de ressonância possui energia suficiente para realizar as comutações independentemente da faixa de carga, sem perder a característica de comutação suave (ZVS). Os CACs estão ilustrados conforme mostra a Fig.8.4.



- a) 1 CAC
- b) 2 CACs

Fig. 8.4 Tipos de CAC

Os conversores estudados podem ter dois diferentes tipos de filtro de saída, um de primeira ordem, formado somente por um capacitor, e outro de segunda ordem formado por um indutor e um capacitor, conforme mostra a Fig. 8.5.



- a) Primeira Ordem
- b) Segunda Ordem

Fig. 8.5 Filtros de Saída dos Conversores

Os conversores cujos filtros são constituídos somente por um capacitor apresentam uma ondulação de corrente elevada na saída, impondo a utilização de capacitores de grande valor a fim de manter a ondulação ("ripple") da tensão em níveis baixos. Este fato coloca tais conversores em desvantagem, com relação àqueles que empregam filtros de segunda ordem, em aplicações com baixas tensões e altas corrente de saída. Os filtros de primeira ordem são, porém, adequados para saídas com alta tensão e baixa corrente, por prescindirem de elementos magnéticos adicionais no lado de alta tensão.

8.1 - TABELA DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS

	1	2	3	4	5	6
E	600V	600V	600V	600V	600V	600V
V <sub>o</sub>	60V	60V	60V	60V	60V	60V
I <sub>o</sub>	25A	25A	25A	20A	20A	20A
P <sub>o</sub>	1500W	1500W	1500W	1200W	1200W	1200W
n <sub>tr</sub>	3	3	3	3	3	3
I <sub>máxS14</sub>	8,3A	8,3A	9,3A	16,1A	11,2A	12,6A
I <sub>máxS23</sub>	8,3A	9,8A	9,8A	16,1A	12,8A	13,6A
I <sub>efS14</sub>	3,9A	3,9A	4,2A	5,9A	4,3A	4,4A
I <sub>efS23</sub>	5,4A	5,6A	5,6A	7,2A	5,5A	5,7A
I <sub>médD14</sub>	0,19A	0,19A	1,2A	0,83A	0,27A	0,23A
I <sub>médD23</sub>	0,19A	0,25A	0,24A	0,83A	0,43A	0,36A
P <sub>MOSFET</sub>	46,1W	48,1W	52,3W	108,2W	60,1W	62,4W
I <sub>médDc</sub>	1,7A	1,7A	0,83A	1,2A	0,89A	1,76A
I <sub>médDr</sub>	12,5A	12,5A	12,5A	10,0A	10,0A	10,0A
P <sub>cond Semicondutores</sub>	77,2W	79,3W	81,7W	135W	86,2W	90,9W
E <sub>Lr</sub>	0,55mJ	0,55mJ	0,55mJ	7,8mJ	3,9mJ	2,7mJ
E <sub>Cr</sub>	-	-	-	3,0mJ	1,3mJ	-
E <sub>La1</sub>	-	0,42mJ	0,42mJ	-	0,42mJ	0,42mJ
E <sub>La2</sub>	-	-	0,11mJ	-	-	-
R <sub>ds(on)</sub>	0,5Ω	0,5Ω	0,5Ω	0,6Ω	0,6Ω	0,6Ω
V <sub>th</sub>	1,1V	1,1V	1,1V	1,2V	1,2V	1,2V
V <sub>máxCr</sub>	-	-	-	314,1V	159,7V	-
I <sub>máxLr</sub>	8,3A	8,3A	8,3A	16,1A	11,2A	12,6A
P <sub>condDr</sub>	27,5W	27,5W	27,5W	24,0W	24,0W	24,0W
P <sub>condDc</sub>	3,7W	3,7W	1,8W	2,9W	2,1W	4,2W
Efic(25A)	93%	92%	90,5%	-	-	-
Efic(20A)	94%	93%	92%	84,5%	88%	87%

8.2 - TABELA COMPARATIVA DOS CONVERSORES TL-ZVS-PWM

	1	2	3	4	5	6
Possibilita Curto-Circuito	Não	Não	Não	Não	Sim	Sim
Regulação a vazio	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim
Filtro de Saída	LC	LC	LC	LC	C	C
Grampeador Tensão Dr	Sim	Sim	Sim	Não	Não	Não
Tipo Comando	PWM	PWM ou Phase-Shift	Phase-Shift	PWM	PWM	PWM
Nº de Componentes CAC + CR	1	3	4	2	5	4
Circuito Auxiliar	Não	Sim(1)	Sim(2)	Não	Sim(1)	Sim(1)
Faixa ZVS	Parcial	Toda	Toda	Toda	Toda	Toda

Numeração dos conversores das Tabelas 8.1 e 8.2:

*1 - Conversor TL-ZVS-PWM*

*2 - Conversor TL-ZVS-PWM c/ 1 CAC*

*3 - Conversor TL-ZVS-PWM c/ 2 CACs*

*4 - Conversor TL-ZVS-PWM-PR*

*5 - Conversor TL-ZVS-PWM-SR c/ 1 CAC*

*6 - Conversor TL-ZVS-PWM-SNR c/ 1 CAC*

A tabela 8.1 apresenta os valores dos principais parâmetros dos seis conversores operando a plena carga. Observe-se que nos conversores *1, 2 e 3* a potência a plena carga é de 1500W e nos conversores *4, 5 e 6* é de 1200W. Isto se deve ao fato de que as perdas de condução nos MOSFETs de potência nesses três últimos conversores (*4,5,6*) são maiores, impondo a diminuição da potência máxima em 20% para permitir a utilização dos mesmos componentes de potência empregados nas demais estruturas.

A partir dos resultados de análise e experimentais obtidos verifica-se que o conversor *1* proporcionou a maior eficiência (93%), ao lado de um menor número de componentes. Por outro lado, opera com comutação ZVS em uma faixa limitada de carga. Ao atender a cargas leves, a estrutura apresentará comutação dissipativa. Como consequência da comutação dissipativa pode se citar, além do aumento das perdas, a elevação dos níveis de ruído (EMI e RFI) e impossibilidade do emprego do "tiristor dual".

Cumprido salientar que o uso de um circuito do tipo tiristor dual confere, com um comando simples, uma importante característica de segurança e robustez ao conversor, protegendo-o contra sobrecorrentes e prevenindo-o contra curto-circuitos de braço (1-4 e 2-3). O tiristor dual, no entanto, somente opera com comutação sob tensão nula.

Quando os aspectos confiabilidade e operação em uma ampla faixa de carga são prioritários, os conversores *2* e *3* são as alternativas a serem consideradas, por suas excelentes performances, principalmente em aplicações de baixa tensão de saída e alta corrente, devido à presença de um filtro de saída do tipo LC. No *3*, garante-se comutação ZVS desde a vazio até plena carga, independentemente de a estrutura ser isolada ou não, isto é, de possuir ou não um transformador de isolamento, pois este pode ser considerado como uma pequena carga (indutância de magnetização). No conversor *2*, com um projeto adequado, consegue-se garantir a comutação ZVS desde a vazio a plena carga, sem necessidade de um segundo circuito auxiliar de comutação. Os conversores *1*, *2* e *3*, assim como os conversores FB-ZVS-PWM, apresentam uma sobretensão sobre os diodos de saída, pois suas comutações não são sob tensão nula. Isto se deve à presença de elementos parasitas no secundário, quais sejam, a indutância de dispersão do transformador e a capacitância de junção dos diodos retificadores de saída. Este problema é discutido em [2,19,21,100], e neste trabalho se adota um circuito RC grampeador de tensão para evitar elevados níveis de tensão sobre os diodos de saída. O conversor *4* pode ser uma das alternativas

elevados níveis de tensão sobre os diodos de saída. O conversor **4** pode ser uma das alternativas para este problema, pois pode se deslocar o capacitor ressonante para o secundário, eliminando-se os circuitos grampeadores de tensão, já que as comutações dos diodos retificadores de saída ocorrerá quando a tensão co-senoidal do capacitor ressonante atinge zero volts. Este conversor apresenta uma energia circulante praticamente independente da carga, fazendo com que opere desde a vazia a plena carga sem necessidade de circuitos auxiliares de comutação. A topologia, contudo apresenta elevadas perdas de condução, o que diminui sua eficiência, a tal ponto de ter sido, dentre as estruturas estudadas, a de menor eficiência e maior volume do tanque ressonante. Uma singularidade peculiar ao conversor **4**, no universo deste estudo, consiste na possibilidade de operar como elevador de tensão, quando  $\omega_m$  é menor que 1,4.

Os conversores **4**, **5** e **6** possuem uma característica de saída tombante que, dependendo dos parâmetros e compromissos de projeto adotados, podem ser vistos com uma saída do tipo "fonte de corrente", apresentando como principal atributo a limitação natural da corrente de curto-circuito.

Os conversores **4** e **5** são do tipo série e possuem o filtro de saída formado somente por um capacitor, sendo apropriados para aplicações de baixa corrente de saída ou quando não há exigências severas de ondulação ("ripple") de tensão de saída. Estas estruturas requerem pelo menos um CAC para operar com ampla faixa de carga, sem perder a comutação ZVS. O conversor **4** apresentou uma eficiência maior que o **5**, mas um maior volume do tanque ressonante.

Quanto ao volume dos elementos magnéticos do tanque ressonante e do circuito auxiliar de comutação, os conversores **1**, **2** e **3**, apresentam uma grande diferença, pois a energia máxima total do tanque adicionada à dos CACs é da ordem 1,1mJ, em oposição a 7,8mJ do **4**, 3,9mJ do

3,5 e 2,5 vezes maior que o do conversor 3.

### 8.3 - OUTRAS PROPOSTAS DE TOPOLOGIAS A TRÊS NÍVEIS

Uma observação mais atenta, no que diz respeito às possibilidades de variações topológicas e mantendo-se o braço três níveis, revela que todas as variantes possíveis para o conversor em ponte completa ("Full-Bridge"), a priori, também são possíveis para os conversores três níveis. Este mantém, na maioria dos casos, os mesmos princípios de funcionamento e características de saída, devendo apresentar performances bastante semelhantes. É possível, portanto, estabelecer-se novas variantes de conversores ressonantes e não ressonantes, operando com frequência de chaveamento fixas ou não, acima, abaixo ou na própria frequência de ressonância [80,84, 92,96,103,104].

Destaca-se que um dos objetivos do presente trabalho consiste na proposição e estudo de estruturas a três níveis com comutação sob zero de tensão e frequência fixa. Para tanto, deve-se operar o conversor com uma frequência de chaveamento maior que a de ressonância.

A utilização dos conceitos de dualidade tem uma grande importância na concepção de novas topologias de conversores estáticos [31,61,97,98,99], sendo uma poderosa ferramenta no campo da eletrônica de potência. Os princípios e conceitos básicos da dualidade podem ser encontrados em [93,94].

Nas figuras 8.6 a 8.12 apresentam-se os circuitos duais dos conversores Três Níveis anteriormente estudados. A invés de conversores Três Níveis de tensão, eles passam a ser de corrente, tendo como principal atributo que a máxima corrente através da chave é metade da fonte de corrente de entrada [tensão $\leftrightarrow$ serialização/corrente $\leftrightarrow$ paralelismo].

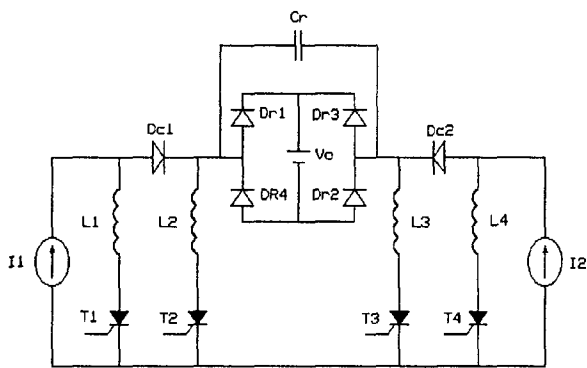


Fig. 8.6 Dual do conversor TL-ZVS-PWM

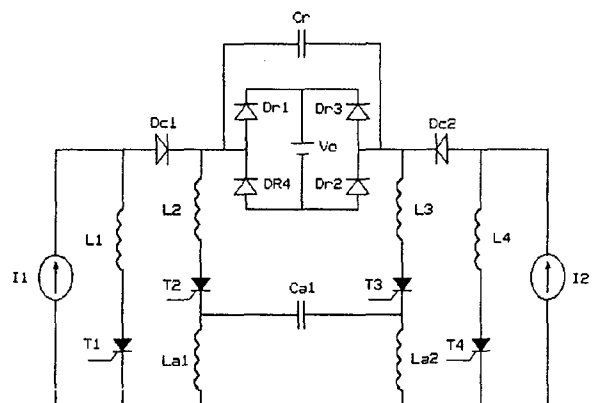


Fig. 8.7 Dual do conv. TL-ZVS-PWM - 1 CAC

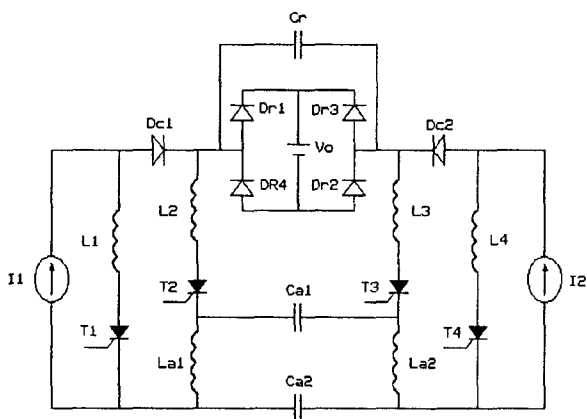


Fig. 8.8 Dual do conversor TL-ZVS-PWM c/ 2 CACs

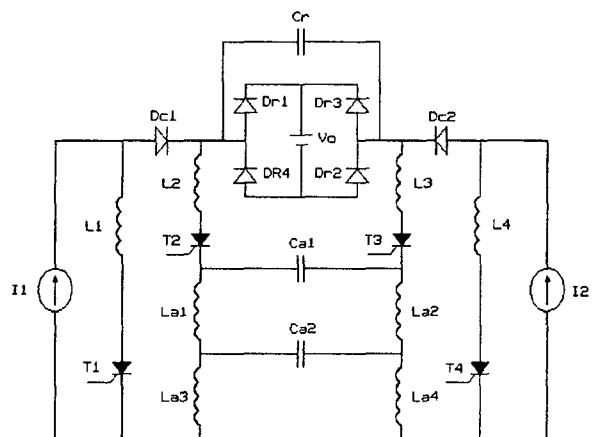


Fig. 8.9 Dual do conversor TL-ZVS-PWM c/ 2 CACs

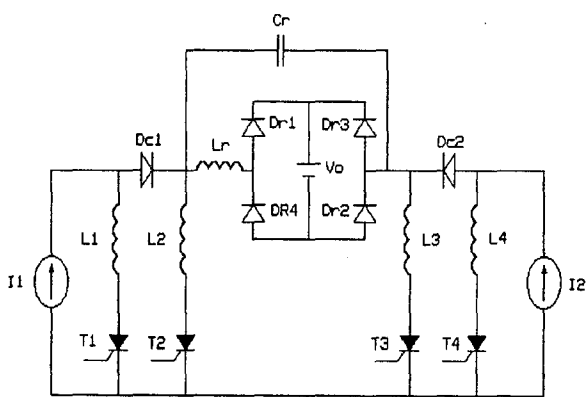


Fig. 8.10 Dual do conversor TL-ZVS-PWM-PR

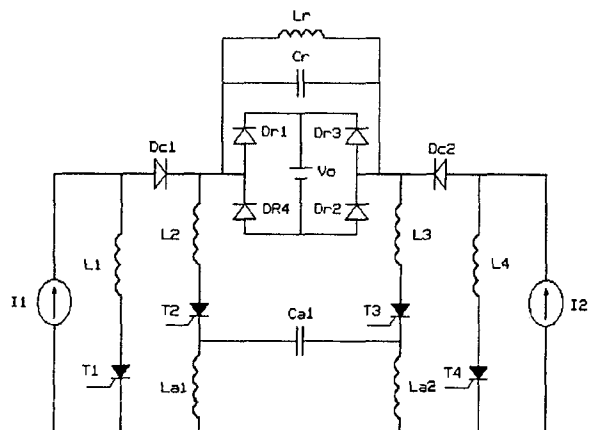


Fig. 8.11 Dual do conversor TL-ZVS-PWM-SR c/ 1 CAC



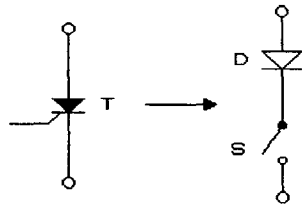


Fig. 8.12 Chave bidirecional de tensão e unidirecional de corrente

Inspirado nos inversores multiníveis com o ponto neutro grampeado (NPC Neutral-Point-Clamped) [33,51,52] é apresentado na Fig. 8.13 um conversor CC-CC Três Níveis, onde dois pontos da entrada *c* e *d* passam a ser necessários para a equalização da tensão das chaves. Este é uma interessante alternativa para serialização de chaves semicondutoras para as aplicações de alta tensão de entrada. Pode-se estender este conceito para um número maior de chaves, conforme mostra a Fig. 8.14.

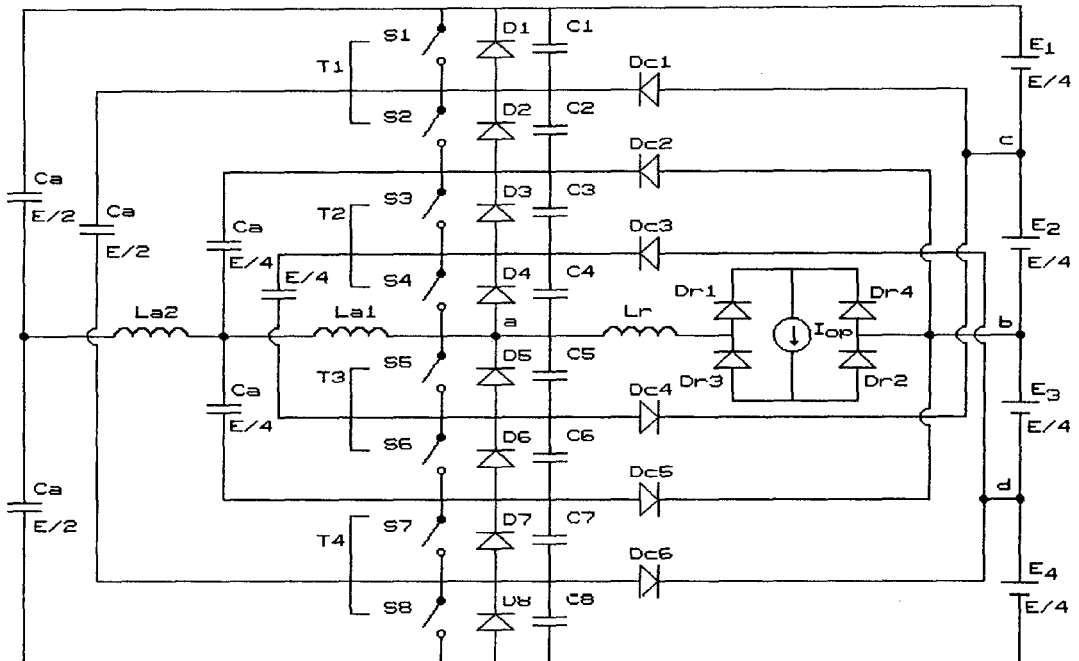


Fig. 8.13 Conversor TL-ZVS-PWM com 2 chaves em série por elemento

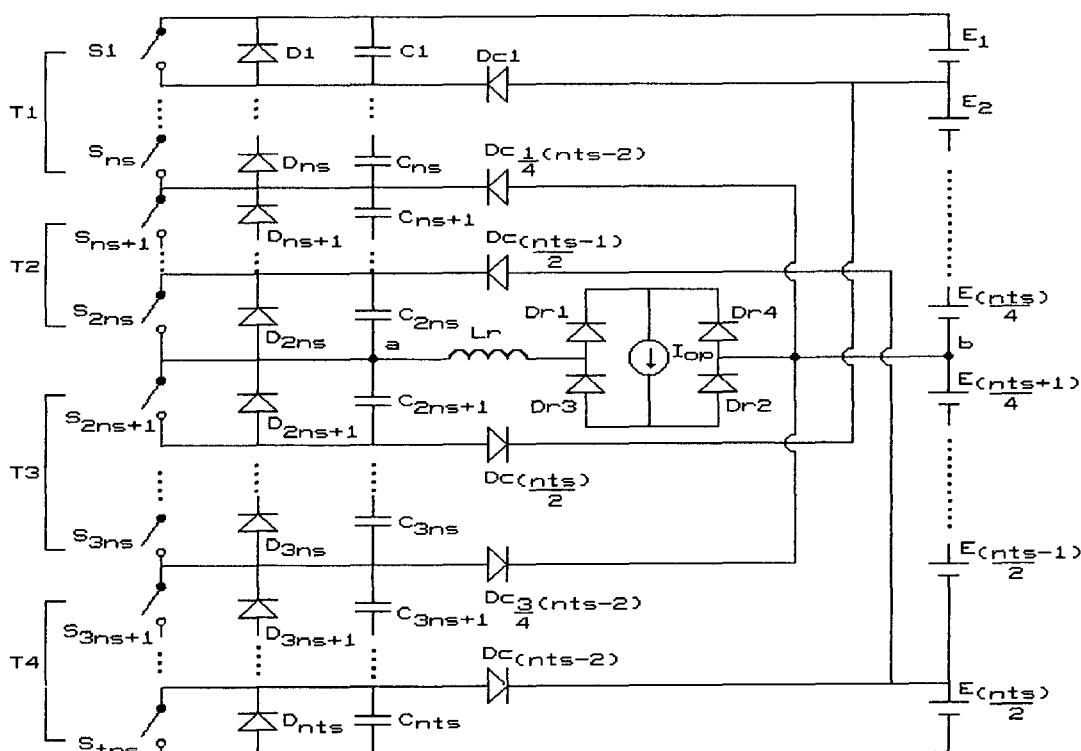


Fig. 8.14 Generalização do conversor TL-ZVS-PWM c/  $n_s$  chaves em série por elemento

A tensão nas chaves semicondutoras pode ser dada por:

$$V_s = \frac{E}{2 n_s} \quad e \quad E_i = V_s$$

onde  $n_s$  representa o número de chaves de cada elemento do conversor e  $E_i$  a tensão de entrada, sendo que  $i$  varia de 1 a  $n_s/2$ .

O número mínimo possível de chaves semicondutoras para compor um conversor CC-CC TL-ZVS-PWM é quatro, assim se pode reduzir a tensão sobre as chaves somente por múltiplos de dois. Conforme mostra a Fig.8.14, o conversor Três Níveis ZVS-PWM proposto é formada somente por quatro elementos T1,T2,T3, e T4. O número total  $n_{ts}$  de chaves semicondutoras que irão compor a estrutura é dado por:

$$n_{ts} = 4 . n_s$$

## 8.4 - CONCLUSÃO

Através do estudo comparativo entre os seis conversores Três Níveis discutidos nos capítulos de 2 a 7, pode-se concluir que o conversor TL-ZVS-PWM c/ CAC apresentou a melhor performance, menor volume do tanque ressonante, com reduzido número de componentes, salienta-se dentre os diversos conversores discutidos, como a melhor opção as aplicações industriais, para os níveis de tensão (entrada/saída - 600V/60V) e potência (1500W) especificados.

Destaca-se também a performance dos conversores série ressonante, que sem a presença de um indutor filtro de saída, podem vir a ser uma opção bastante atrativa. Principalmente, quando se deseja característica de saída tensão/corrente, como nos casos de carregadores de bateria, solda elétrica, aplicações que exigem paralelismo de conversores, aplicações com alta tensão de saída e baixa corrente, qual não impõe restrições à ondulação ("ripple") de saída.

Já o conversor paralelo ressonante pode ser indicado para baixas potências e altas frequências ( $\geq 500\text{KHz}$ ), pois todos os semicondutores da estrutura comutam suavemente e a maioria dos principais elementos parasitas do circuito tomam parte do processo.

## CONCLUSÃO GERAL

Novos caminhos para se obter conversores CC-CC Três Níveis ZVS-PWM de alto desempenho, destinados a fontes chaveadas com alta tensão de entrada, que possam operar em altas frequências processando altas potências, são introduzidos neste trabalho.

Inicialmente, no capítulo 2, foi apresentado e analisado o conversor CC-CC Três Níveis com comutação sob zero de tensão e modulado por largura de pulso (TL-ZVS-PWM). Foi demonstrado que o conversor CC-CC TL-ZVS-PWM comporta-se como o FB-ZVS-PWM, do ponto de vista das comutações, bem como das características de saída. Entretanto, as chaves semicondutoras no conversor FB-ZVS-PWM devem suportar o valor da tensão de entrada, ao passo que no conversor TL-ZVS-PWM os interruptores ficam submetidos no máximo à metade daquela tensão. Observou-se que estes conversores, para operarem com comutação suave, devem ter suas faixas de carga limitadas. Uma alternativa para aumentar as faixas de carga é aumentar a indutância ressonante, solução esta que, no entanto, prejudica a eficiência do conversor.

Introduzindo um circuito auxiliar de comutação no conversor CC-CC TL-ZVS-PWM, primeiramente auxiliando somente as duas chaves semicondutoras com comutação mais crítica, consegue-se estender a faixa de operação de carga. A introdução do CAC não altera as características de saída do conversor, mas aumenta a energia reativa circulante no interior da estrutura, aumentando as perdas de condução e, por conseguinte, reduzindo a eficiência. Quando o conversor opera a vazio, as chaves semicondutoras que não possuem circuito auxiliar de comutação comutam com a energia armazenada no indutor de ressonância e no transformador. Deve-se ressaltar que a corrente de magnetização é diretamente proporcional à razão cíclica.

No capítulo 4 foi proposta uma variação do conversor CC-CC TL-ZVS-PWM que possui

características semelhantes às aquelas dos conversores discutidos nos capítulos 2 e 3. Destaca-se, porém, duas importantes diferenças: a primeira é a presença de dois circuitos auxiliares de comutação, permitindo comutação suave a todas as chaves semicondutoras; a segunda reside no comando, do tipo modulação por deslocamento de fase ("Phase-Shift-PWM"). Observou-se novamente uma redução da eficiência, devida à energia reativa circulante no CAC.

O conversor CC-CC TL-ZVS-PWM Paralelo Ressonante PR proposto e analisado opera com frequência fixa acima da ressonância, com larga faixa de carga, sem necessidade de circuitos auxiliares de comutação, devido à energia envolvida no tanque ressonante. Esta energia é praticamente independente da carga, o que acarreta uma baixa eficiência para cargas leves. Deslocando-se o capacitor ressonante para o secundário, suprimem-se os circuitos grampeadores de tensão dos diodos retificadores de saída, cuja comutação passa a ser realizada sob zero de tensão.

Os conversores CC-CC TL-ZVS-PWM Série Ressonante SR e Série Não Ressonante SNR foram propostos e estudados nos capítulos 6 e 7, respectivamente. Também estes conversores operam com frequência fixa acima da frequência de ressonância, necessitando um circuito auxiliar de comutação. Foi verificado e demonstrado que o conversor Série Não Ressonante é um caso particular do Série Ressonante. Pode-se afirmar que, para frequências de chaveamento maiores que oito vezes a de ressonância, a energia envolvida no capacitor ressonante é muito pequena e, praticamente, todas as etapas evoluem de maneira linear.

Foi realizado um estudo comparativo entre os conversores CC-CC Três Níveis ZVS-PWM propostos, no intuito de discutir as características e resultados obtidos das análises e dos experimentos práticos. Destaca-se como o conversor de melhor performance o TL-ZVS-PWM com um CAC, pois apresenta alta eficiência, ressonância somente no processo de comutação das chaves semicondutoras e operação em uma larga faixa de carga. Em aplicações de alta tensão de saída e baixa corrente, onde não se requeiram grandes compromissos com a ondulação ("ripple")

de saída, mas sim, com a robustez (proteção natural de corrente), o conversor CC-CC TL-ZVS-PWM Série-Ressonante pode ser uma boa opção.

Utilizando-se o conceito de dualidade de circuitos, foram concebidos conversores TL-ZCS-PWM, tendo como maior atributo a limitação da máxima corrente através das chaves semicondutoras à metade da corrente da fonte de entrada.

A princípio, várias tecnologias de semicondutores podem ser utilizados como elemento de controle do fluxo de potência nos conversores TL-ZVS-PWM. Dentre elas, as mais utilizadas são: MOSFET, BJT, IGBT e GTO.

Finalmente, sugere-se como seqüência do estudo apresentado, merecendo investigações futuras, os seguintes aspectos:

- Estudo da generalização dos conversores multiníveis de tensão e multiníveis de corrente.
- Estudo das principais características das variantes topológicas dos conversores TL-ZCS-PWM (duais do TL-ZVS-PWM).
- Utilização de outras chaves semicondutoras que suportem tensões mais elevadas (por exemplo, IGBT e GTO), lançando mão do conversor TL-ZVS-PWM como um método de serialização dos dispositivos.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] - R.A Fisher, K.D.T. Ngo e M.H. Kuo - "A 500kHz, 250W DC-to-DC Converter with Multiple Outputs Controlled by Phase-Shift PWM and Magnetic Amplifiers" - High Frequency Power Conversion Conference Proceedings, pp.100-110, 1988.

[2] - J.A. Sabaté, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee e B.H. Cho - "Design Considerations for High-Power Full-Bridge ZVS-PWM Converter", IEEE APEC Conference Proceedings, pp.275-284, 1990.

[3] - A. Narbal, I. Takahashi e H. Akagi - "A New Neutral-Clamped PWM Inverter" - IEEE Conf. Record, vol.2, IAS Annual Meeting 1980, pp.761-766.

[4] - T. Meynard e H. Foch - " Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters" - IEEE PESC'92 Records, pp.397-407.

[5] - L. Lorenz - "Mos-Controlled Power Semiconductor Components for Voltage from 50V to 2000V" - EPE Journal, vol.2, no.2, pp.77-84, June/1992.

[6] - F.S. Tsai e F.C. Lee - " A Complete DC Characterization of Constant-Frequency, Clamped-Mode, Series-Resonant Converter " - IEEE PESC'88 Record, April/1988, pp.987-996.

[7] - F.S. Tsai, P. Materu e F.C. Lee - "Constant-Frequency, Clamped-Mode Resonant Converter " - IEEE PESC'87 Record, pp.557-566.

[8] - J.G. Hayes, N. Mohan e C.P. Henze - "Zero-Voltage Switching in a Constant Frequency Digitally Controlled Resonant DC-DC Power Converter" - IEEE PESC'88 Record, April/1988, pp.360-367.

[9] - J.A. Sabaté e F.C. Lee - "Zero-Voltage Switching with Fixed-Frequency

Clamped-Mode Resonant Converters" - VPEC'89 Proceedings, September/1989, pp.83-91.

[10] - J.A. Sabaté e F.C. Lee - "Off-Line Application of the Fixed Frequency Clamped Mode Series-Resonant Converter" - IEEE APEC'89 Proceedings, pp.213-220.

[11] - E.C. Nho e G.H. Cho - "A New Zero-Voltage Zero-Current Mixed Mode Switching DC-DC Converter with Low Device Stresses" - IEEE IECON Record 1989, pp.15-20.

[12] - I.J. Pitel - "Phase Modulated Resonant Power Conversion Techniques for High Frequency Inverters" - IEEE IAS Annual Meeting 1986.

[13] - I. Barbi e W.C.P. Aragão Filho - "A Non-Resonant Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulated Full-Bridge DC-to-DC Converter" - IEEE IECON Record, Nov./1990, pp.183-188.

[14] - D.B. Dalal - "A 500kHz Multi-Output Converter with Zero Voltage Switching" - IEEE APEC'90 Proceedings, pp.265-274.

[15] - A.W. Lotfi, Q. Chen e I.C. Lee - "A Nonlinear Optimization Tool for the Full-Bridge Zero-Voltage-Switching DC-DC Converter" - IEEE PESC'92 Proceedings, pp.1301-1309.

[16] - B. Andreyckak - "High Performance 600 Watt Power Supply Features Phase Shifted Resonant PWM Control Technique" - HFPC Proceedings, May/1992, pp.447-458.

[17] - R. Redl, N. O. Sokal e C. W. Schaefer - "Transformer Saturation and Unusual System Oscillation in capacitively coupled Half-Bridge or Full-Bridge Forward Converters: Causes, Analyses and Cures" - IEEE PESC Record, April 1988, pp.820-829.

[18] - R. Redl, N.O. Sokal e L. Blogh - "A Novel Soft Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5kW, 100kHz",



IEEE PESC'90 Record, pp.162-172.

[19] - L. Mweene, C. Wright e M.F. Schlecht - "A 1kW, 500kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", IEEE APEC'89 Proceedings, pp.423-432.

[20] - M. Walters e W.M. Polivka - "A High-Density Modular Power Processor for Distributed Military Power Systems" - IEEE APEC'89 Proceedings, pp.403-412.

[21] - I.D. Kim, E.C. Nho e G.H. Cho - "A Soft Switching constant Frequency PWM DC/DC Converter with Low Switch Stress and Wide Linearity" - IEEE IECON'90 Record, pp.875-881.

[22] - R.L. Steigerwald - "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies" - IEEE Transactions on Power Electronics, vol.3, no.2, April 88, pp.174-182.

[23] - W.A. Tabisz, M.M. Jovanovic e F.C. Lee - "Present and Future of Distributed Power Systems" - IEEE APEC'92 Proceedings, pp.11-18.

[24] - B.K. Bose - "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters" - IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.2, March/April 1992, pp.403-413.

[25] - M.M. Jovanovic - "Merits and Limitations of Resonant and Soft-Switches Converters" - IEEE INTELEC'92 Proceedings, pp.51-58.

[26] - E. Cruz, S. Ollero, J. Rodriguez, J. Uceda e J.A. Cobos - "Review of Suitable Topologies for on Board DC\DC Converters in Distributed Power Architectures for Telecom Applications" - IEEE INTELEC'92 Proceedings, pp.59-65.

[27] - European Working Group IEEE/IAS - "Aspects of Power Electronics Evolution in Europe" - IEEE APEC'92 Proceedings, pp.40-48.

[28] - F.B. Jones e W.E. Milberger - "High Voltage MOSFET Current Switch" - IEEE

PCI Proceedings, September/1987, pp.156-166.

[29] - F.S. Tsai, J.A. Sabaté e F.C. Lee - "Constant-Frequency, Zero-Voltage-Switched, Clamped-Mode Parallel-Resonant Converter" - IEEE INTELEC'89 Proceedings, pp.105-111.

[30] - F.S. Tsai, Y. Chin e F.C. Lee - "State-Plane Analysis of a Constant-Frequency Clamped-Mode Parallel-Resonant Converter" - IEEE Transactions on Power Electronics, vol.3,no.3, July 1988, pp.364-378.

[31] - K.H. Liu e F.C. Lee - "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters" - IEEE Transactions on Power Electronics, vol.5, no.3, pp.293-304.

[32] - A.K. Bhat - "Fixed-Frequency PWM Series-Parallel Resonant Converter" - IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.5, September/October 1992, pp.1002-1009.

[33] - P.C. Cortizo - "Techniques de Mise en Série des Transistors de Puissance pour la Moyenne et Haute Tension" - Tese de Doutorado, Institut National Polytechnique de Toulouse, França, 1984.

[34] - R.P. Pinheiro - "A Nova Legislação sobre o Fator de Potência das Cargas" - Eletricidade Moderna, no.217, abril/1992, pp.22-26.

[35] - Normas Básicas de Perturbações Eletromagnéticas Produzidas por Equipamentos Industriais, Científicos e Médicos - portaria no.176, publicada no Diário Oficial em 23 de junho de 1992.

[36] - Disturbances in Supply Systems caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment - part 2:Harmonics - International Electrotechnical Commission IEC-555-2, 1982.

[37] - J.L.F. Vieira, G. Gabiatti e I. Barbi - "On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit" - IEEE INTELEC'92 Proceedings, pp.540-547.

- [38] - G.W. Ludwig e G.A. Franz - "Control Study of a 500kHz, 250W DC-DC Converter" - IEEE APEC Proceedings, pp.433-438, 1989.
- [39] - Power MOS IV - Power Mosfet Product Line Catalog - Advanced Power Technology, 1989.
- [40] - Power MOSFET Transistor Data - Motorola Semiconductors, 1989.
- [41] - Electromagnetic Compatibility EMC - IEEE Standards Collection, 1992 Edition.
- [42] - C. Hu - "A Parametric Study of Power MOSFETs" - Power Transistors: Devices Design and Applications, IEEE Press 1984, pp.225-231.
- [43] - D.C. Martins - "Programa de Simulação de Conversores Estáticos" - Programa Registrado na Secretaria de Política de Informática e Automação - Coord. Geral de Software, Serviços e Aplic. da Informática. Cadastro:33.483-9. Processo:3698/97-9. Versão 0.1-abr/1994.
- [44] - APT, Advanced Power Technology, N-Channel Enhancement Mode High Voltage Power MOSFET, USA, 1992.
- [45] - I. Barbi - "Projetos de Fontes Chaveadas" - Universidade Federal de Santa Catarina, Publicações Internas, 1990.
- [46] - T.A. Meynard e H. Foch - "Multi-Level Choppers for High Voltage Applications" - EPE journal, vol.2, no.1, pp.45-50, March/1992.
- [47] - M.D. Bellar e E.H. Watanabe - "Series Connections of Power Switches for Converters operating with ZVS" - Anais do 2º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência" - pp.106-111 - Uberlândia Mg, Brasil, nov./1993.
- [48] - H.H. Saotome e Y. Takahashi - "Gate Drive Circuits for High Voltage, Large GTO - Thyristor Connected in Series" - IEEE PESC Record, Vol.2, pp.763-768, San Antonio, USA, June/1990.

[49] - B. Seo e D. Hyun - "Switching Characteristics of Series Connected Power Semiconductors for High Voltage Converter" - 4th European Conference on Power Electronics and Applications, vol.4, pp.345-349, September/1991.

[50] - T. Maruyama e M. Kumano - "New PWM Method for a Three-Level Inverter" - Proceedings of IEEE IPEC, vol.2, pg.870-877, 1991.

[51] - N.S. Choi, J.G. Cho e G.H. Cho - "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter" - IEEE PESC Record, pp.98-103, 1991.

[52] - M. Marchesoni - "High Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High Power Voltage Source Inverter" - IEEE PESC Record, pp.672-682, 1989.

[53] - P.M. Bhagwat e V.R. Stefanovic - "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter" - IEEE Trans. on Industry Appl., vol. IA-19, no.6, pp. 1057-1069, 1983.

[54] - O. Apeldoorn e L. Shülting - "10 kVA Four Level Inverter with Symmetrical Input Voltage Distribution" - 6th European Conference on Power Electronics and Applications, vol.2, pp.196-201, September/1993.

[55] - R. Redl, B. Molnar, N.O. Sokal - "Class E Resonant Regulated DC/DC Power Converter: Analysis of Operation and Experimental Results at 1.5MHz" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol.1, no.2, pp.111-120, April/1986.

[56] - K.H. Liu e F.C. Lee - "Resonant Switch - A Unified Approach to Improve of Switching Converters" - IEEE International Telecommunications Energy Conf. Proceedings INTELEC, pp.334-341, 1984.

[57] - K.H. Liu, R. Oruganti e F.C. Lee - "Resonant Switches - Topologies and Characteristics" - IEEE PESC Record, pp.106-116, 1985.

[58] - K.H. Liu, R. Oruganti e F.C. Lee - "Quasi-Resonant Converters - Topologies and Characteristics" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-2, no.1, pp.62-71, 1987.

[59] - W.A. Tabisz e F.C. Lee - "Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Technique - A Novel Approach to improve performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters" - IEEE PESC Record, pp.9-17, April/1988.

[60] - V.Vorperian - "Quasi-Square Wave Converters: Topologies and Analysis" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-3, no.2, pp.183-191, April/1988.

[61] - G. Hua e F.C. Lee - "Novel Full-Bridge Zero-Current-Switched PWM Converter" - 4th European Conference on Power Electronics and Applications, vol.2, pp.29-34, September/1991.

[62] - G. Hua e F.C. Lee - "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters" - Virginia Power Electronics Center VPEC Seminar Proceedings, pp.81-88, 1991.

[63] - I. Barbi e D.C. Martins - "A True PWM Zero-Voltage-Switching Pole with Very Low Additional RMS Current Stress" - IEEE PESC Record, pp.261-267, 1991.

[64] - G. Hua e F.C. Lee - "Soft-Switching PWM Techniques and their Applications" - 6th European Conference on Power Electronics and Applications, pp.87-92, September/1993.

[65] - R.N. Prado, J.L.F. Vieira e I. Barbi - "A Wide Load Range Full-Bridge ZVS-PWM Converter Employing Nonlinear Resonant Inductor" - 1º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP - Florianópolis SC, Brasil, pp.50-55, 1991.

[66] - J.L.F. Vieira e I. Barbi - "High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM Off-Line Power Supply with Wide Load Range" - 1º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP - Florianópolis SC, Brasil, pp.14-20, 1991.

[67] - S. Hamada, Y. Maruyama, M. Nakaoka - "Saturable Reactor Assisted Soft-

Switching in PWM DC-DC Converter" - IEEE PESC Record, pp.151-156.

[68] - F.C. Shwarz - "A Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converter" - IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instr., vol.IECI-17, nº3, pp.201-209, May/1970.

[69] - C.A. Pedersen - "Estudo de uma Fonte de Alimentação, com Comutação Suave, Freqüência Constante, para Altas Potências" - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, dezembro/1993.

[70] - I. Barbi, D.C. Martins e R.N. Prado - "Effects of Non-Linear Resonant Inductor on the behavior of Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converters" - IEEE PESC Record, pp.522-527, 1990.

[71] - M. Nakaoka, T. Maruhashi, T. Koga, S. Sugawara e T. Nishimura - "A Phase-Difference Angle Control-Mode PWM High-Frequency Resonant Inverters Using Static Induction-Transistors and Thyristors" - IEEE PESC Record, pp.674-681, 1987.

[72] - K.D.T. Ngo - "Analysis of a Series-Resonant Converter Pulse-Width-Modulated or Current-Controlled for Low Switching Loss" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-3, nº1, pp.55-63, Jan./1988.

[73] - Y. Cheron, H. Foch e J. Roux - "Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters" - Proceedings of PCI, pp.92-102, Jun./1986.

[74] - R. Oruganti e F.C. Lee - "Resonant Power Processors: Part II - Methods of Control" - IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp.868-878, 1984.

[75] - K. Kuwabara, J. Chida e E. Miyackiaka - "A Constant Frequency Series-Resonant DC-DC Converter with PWM Controlled Output" - IEEE PESC Record, pp.563-566, 1988.

[76] - P. Savary, M. Nakaoka e T. Maruhashi - "A High-Frequency Resonant Inverter Using Current Vector Control Scheme and its Performance" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. IE-34, n°2, pp.247-256, May/1987.

[77] - I.J. Pitel - "Phase-Modulated Resonant Power Conversion Techniques for High-Frequency Link Inverters" - IEEE Trans. on Industry Applications, vol.IA-22, n°6, pg.1044-1051, Nov/Dec. 1986.

[78] - Y. Chin e F.C. Lee - "Constant-Frequency Parallel-Resonant Converter" - IEEE Industry Application Society Conf. Record, pp.705-710, 1987.

[79] - S. Hamada, T. Kanazawa, Y. Ogino, M. Nakaoka - "A New conceptional PWM DC-DC Converter with Zero-Voltage-Switching Incorporating Non-Controlled Saturable Reactors" - IEEE PESC Record, pp. 881-888, 1989.

[80] - F.S. Tsai, J.A. Sabaté e F.C. Lee - "Constant-Frequency Clamped-Mode Resonant Converter" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol.PE-3, n°4, Oct./1988, pp. 460-473.

[81] - R. Oruganti e F.C. Lee - "State-Plane Analysis of Parallel Resonant Converter" - IEEE PESC Record, pp.56-73, 1985.

[82] - J. Tanaka, I. Yuzurihara e T. Watanabe - Analysis of a Full-Bridge Parallel Resonant Converter" - IEEE International Telecommunications Energy Conf. Proceedings INTELEC, pp.302-307, Nov./1991.

[83] -K. Yamamoto, T. Sugai, S. Ohtsu - "A High-Efficiency, High-Power DC-DC Converter Using High-Voltage BSITs" - IEEE PCC Proceedings, Yokohama, pp. 177-182, 1993.

[84] - J.A. Sabaté, R. Gean, M.M. Jovanovic e F.C. Lee - "LCC Resonant Inverter

with Fixed-Frequency Clamped-Mode Operation" - Virginia Power Electronics Center VPEC Seminar, pp.131-141, September/1991.

[85] - R.L. Steigerwald - "Analysis of a Resonant Transistor DC-DC Converter with Capacitive Output filter" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. IE-32, n°4, pp.439-445, Nov./1985.

[86] - V. Nguyen e J. Dhyanchand - "An Implementation of Current-Mode Control for a Series Resonant DC-DC Converter" - IEEE Appl. Power Electronics Conf. Record, pp.266-273, 1987.

[87] - W.J. Gu e K. Harada - "A New Method to Regulate Resonant Converters" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-3, n°4, pp.430-439, Oct./1988.

[88] - K. Harada, W.J. Gu e K. Murata - "Controlled Resonant Converters with Switching Frequency Fixed" - IEEE PESC Record, pp.431-438, 1987.

[89] - A.K.S. Bhat e S.B. Dewan - "A Generalized Approach for the Steady State Analysis of Resonant Inverters" - IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-25, n°2, March/April 1989.

[90] - S.D. Johnson, A.F. Witulski e R.W. Erickson - "A Comparison of Resonant Topologies in High Voltage DC Applications" - IEEE Appl. Power Electronics Conf. Record, pp.145-156, 1987.

[91] - I. Barbi, J.C. Bolacell, D.C. Martins e F.C. Libano - "Buck Quasi-Resonant Converters Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation" - IEEE PESC Record, pp.873-881, 1989.

[92] - J.L.F. Vieira e I. Barbi - "Constant Frequency PWM Capacitor Voltage-Clamped Series Resonant Power Supply" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-8, n°2,



April/1993.

[93] - S. Freeland - "Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits" - IEEE PESC Record, pp.114-123, 1989.

[94] - C.A. Desoer e E.S. Kuh - "Basic Circuit Theory" - McGraw-Hill, 1969.

[95] - D.C. Martins, I. Barbi e V.M. Canalli - "Estudo e Realização de um Conversor Série Ressonante" - Anais do 7º Congresso Brasileiro de Automática, pp.470-475, 1988.

[96] - R. Liu, C.Q. Lee e A.K. Upadhyay - "A Multioutput LLC-Type Parallel Resonant Converter" - IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System" - Vol.28, nº3, pp.697-707, July/1992.

[97] - P. Wolf - "A Current-Source DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from Half-Bridge Converter" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.IE-40, nº1, pp.139-144, Feb./1993.

[98] - P. Barbosa - "Uma Nova Fonte Chaveada PWM-ZCS Alimentada em Corrente: Análise, Projeto e Experimentação" - Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, outubro de 1993.

[99] - J.J. Jowik e M.K. Kazimierczuk - "Dual Sepic PWM Switching-Mode DC/DC Power converter" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.IE-36, nº1, Feb./1989.

[100] - J.A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. Ridely e F.C. Lee - "High-Voltage, High-Power, ZVS, Full-Bridge PWM Converter Employing an Active Switch" - IEEE Applied Power Electronics Conf. Proceedings, pp.158-163, 1991.

[101] - G. Hua e F.C. Lee - "Soft-Switching Techniques in PWM Converters" - IEEE IECON Proceedings, vol.2, pp.637-643, 1990.

[102] - G.K. Schoneman - "500W Zero-Voltage-Switched Full-Bridge Two-Quadrant

Power Modulator" - IEEE APEC Proceedings, pp.700-706, 1993.

[103] - G. Moschopoulos, P.D. Ziogas e G. Joos - "A Fixed Frequency ZVS High Power PWM SMR Converter with Zero to Rated Load Variation Capability" - IEEE INTELEC Proceedings, pp.351-358, 1992.

[104] - J.P. Vandelac e P.D. Ziogas - "A DC to DC PWM Series Resonant Converter Operated at Resonant Frequency" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.IE-35, nº1, pp.451-460, August/1988.

[105] - R.L. Steigerwald - "High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters" - IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.IE-31, nº2, pp.181-191, May/1984.

[106] - P.D. Ziogas, V.T. Raganathan e V.R. Stefanovic - "A Four-Quadrant Current Regulated Converter with a High Link" - IEEE Trans. on Industry Applications, vol.IA-18, nº5, pp.499-506, September/October 1982.

[107] - J.R. Pinheiro e I. Barbi - "The Three-Level ZVS PWM Converter - A New Concept in High-Voltage DC-to-DC Conversion" - IEEE IECON'92 Record, pp.173-178, San Diego, CA, Nov./1992.

[108] - J.R. Pinheiro e I. Barbi - "Wide Load Range Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter" - IEEE PESC Record, pp.171-177, Junho/1993,Seattle.

[109] - J.R. Pinheiro e I. Barbi - "A New Three-Level ZVS-PWM Series-Resonant DC-DC Converter" - 2º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP - Uberlândia MG, Brasil, pp.151-156, 1993.

[110] - J.R. Pinheiro e I. Barbi - "The Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter" - IEEE Trans. on Power Electronics, vol.PE-8, nº4, October/1993.

# APÊNDICE

## CIRCUITO DE COMANDO

Os conversores propostos utilizam MOSFETs como chaves semicondutoras principais, operando com freqüência constante de 100 kHz. Pelo fato de as comutações serem em zero de tensão ZVS, torna-se apropriado acionar as chaves fazendo-se uso do princípio do tiristor-dual, o qual evita que as chaves entrem em condução antes que a tensão se reduza a um nível próximo de zero Volt. Portanto, este método "protege" contra curto-circuitos e, ao utilizar-se MOSFETs, também contra sobrecorrentes, aumentando a confiabilidade e a robustez da estrutura.

Na Fig. A.1 está representado o circuito de acionamento ("drive") dos MOSFETs.

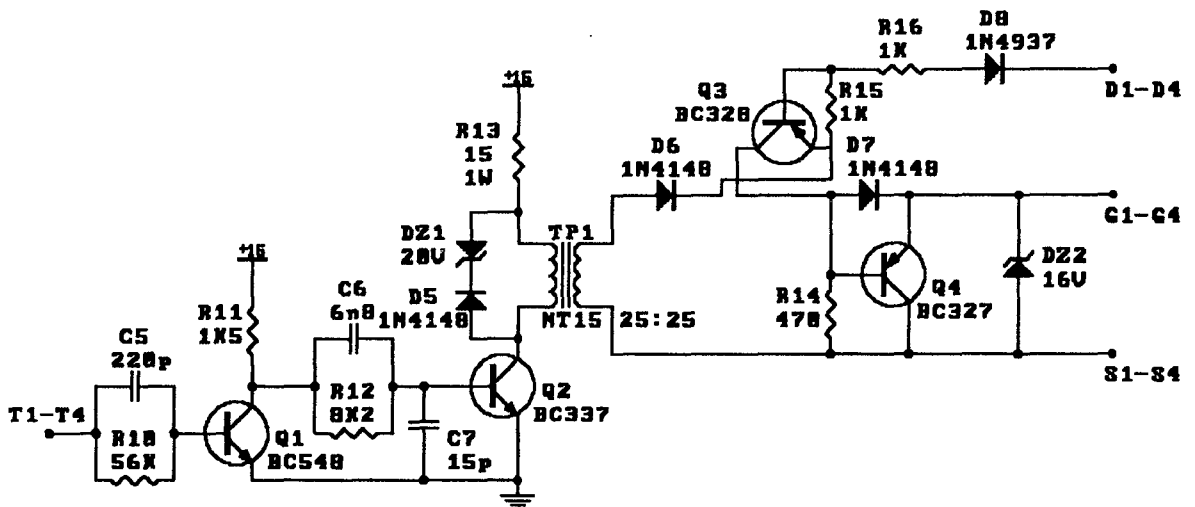


Fig. A.1 Circuito de acionamento dos MOSFETs

O circuito de geração dos pulsos de comando, conforme ilustra a Fig. A.2, é baseado no circuito integrado modulador por largura de pulsos PWM "LM3524". As portas "NOR" e os "flip-flops" são utilizados para compor os sinais de comando desejados. Como pode ser observado na figura, existem duas opções: a primeira, ligando-se "a" com "c", produz na saída um comando do tipo PWM; a segunda, ligando-se "b" com "c", produz um comando do tipo "Phase-Shift-PWM". Na Fig. A.3 ilustram-se os sinais de saída dos dois comando possíveis.

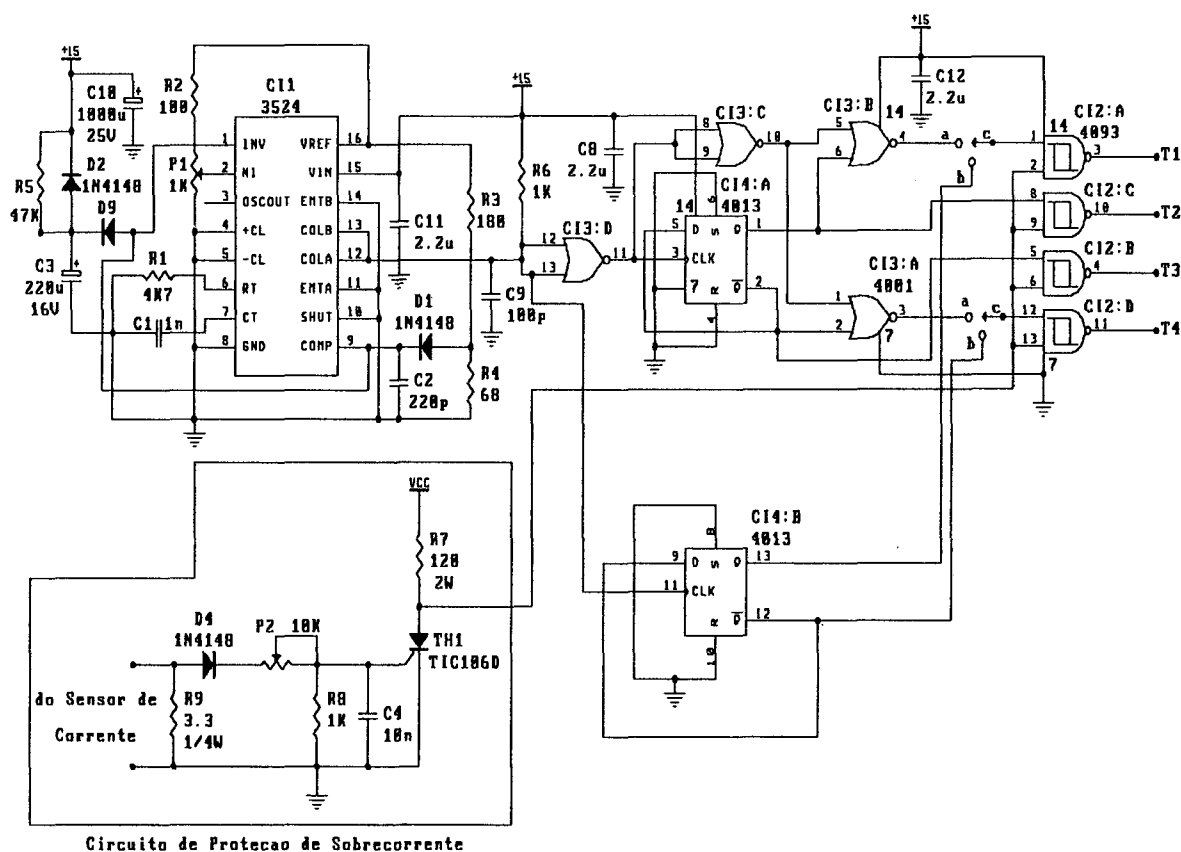
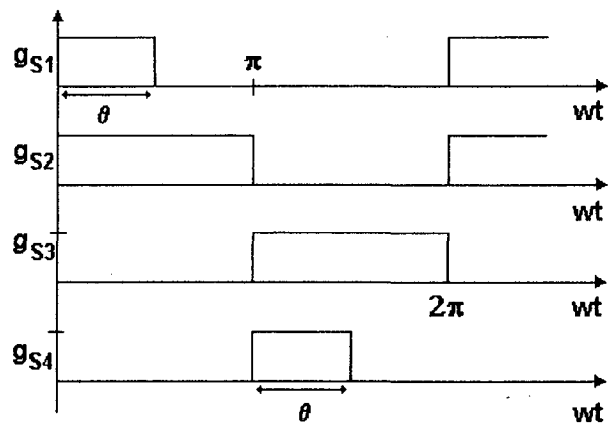
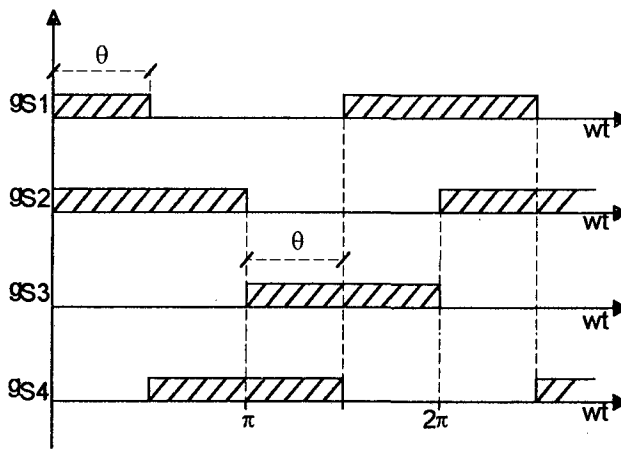


Fig. A.2 Circuito de comando "PWM" e "Phase-Shift-PWM"



a)



b)

Fig. A.3 Sinais de Comando: a) "PWM" e b) "Phase-Shift-PWM"