

Estudo e Controle de Conversores com Corrente
Pulsada no Barramento *CC*

Levi Pedro Barbosa de Oliveira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Levi Pedro Barbosa de Oliveira, Maio de 1997

levi@dee.ufpb.br

DIS-
CABRAL DA SILVA
(1997)

Estudo e Controle de Conversores com Corrente
Pulsada no Barramento *CC*

Levi Pedro Barbosa de Oliveira

Dissertação de Mestrado apresentada em Maio de 1997

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.
Orientador

José Antenor Pomílio, Dr.Ing.
Componente da Banca
Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Maio de 1997



048e Oliveira, Levi Pedro Barbosa de
Estudo e controle de conversores com corrente pulsada no barramento CC / Levi Pedro Barbosa de Oliveira. - Campina Grande, 1997.
135 f.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Conversores de Corrente Eletrica CC 2. Processamento da Energia 3. Dissertacao I. Silva, Edison Roberto Cabral da, Dr. II. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB)

CDU 621.314.1(043)

**ESTUDO E CONTROLE DE CONVERSORES COM CORRENTE PULSADA NO
BARRAMENTO CC.**

LEVI PEDRO BARBOSA DE OLIVEIRA

Dissertação Aprovada em 16.05.1997



PROF. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Orientador



PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca



PROF. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO, Dr., UNICAMP
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Maio - 1997

Dedicatória

Dedico este trabalho a todas aquelas pessoas que direta ou indiretamente colaboraram na sua realização.

Agradecimentos

Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva, pela valorosa orientação e colaboração, sem as quais não seria possível a realização deste trabalho.

Aos professores Cursino Brandão Jacobina, Antônio Marcus Nogueira Lima, Talvanes Menezes, pela colaboração, tanto em partes da pesquisa como no fornecimento de material de consulta para corroborar o trabalho desenvolvido.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas e do Laboratório de Instrumentação Eletrônica, pelo apoio nas diversas fases deste trabalho.

À CAPES que proporcionou suporte financeiro, permitindo a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho é uma contribuição ao estudo dos conversores a barramento pulsado.

Inicialmente, é feita uma classificação inédita baseada na forma de onda de corrente de barramento nas topologias existentes.

A partir das diversas topologias existentes são estudadas estratégias de controle do fator de potência, controle da corrente no barramento *CC* e síntese de formas de onda senoidais na entrada e saída dos conversores.

O desempenho de cada topologia estudada é avaliado com base nos resultados de simulação abordando os seguintes aspectos:

- o Estresse de tensão e/ou corrente nos interruptores principais e auxiliares;
- o Número de dispositivos necessários para realizar a comutação com baixas perdas;
- o Complexidade na implementação das estratégias;
- o Flexibilidade na implementação das estratégias;

São avaliados os conversores com corrente ressonante, com ou sem grampeamento, permitindo ou não a operação com a modulação por largura de pulso (*PWM*), e ainda com entalhe da corrente ressonante de largura constante ou variável.

Nos conversores com corrente ressonante sem *PWM*, são avaliadas as técnicas de controle por variação abrupta (controle on-off modificado) da tensão de entrada do retificador trifásico, para o controle da corrente de polarização do barramento *CC*. Nestes conversores, é implementada a técnica de modulação por densidade de pulsos (*PDM*) para a síntese das formas de onda senoidais de tensão/corrente de entrada e/ou saída do conversor.

Nos conversores com corrente ressonante *PWM*, são avaliadas as técnicas de *PWM* escalar em malha fechada com o uso de um controlador proporcional-integral-derivativo (*PID*). Também, são investigadas as técnicas de *PWM* com enfoque vetorial, onde são utilizados os métodos de cálculos direto e por meio de transformações de coordenadas. Em seguida é proposto um método de cálculo simplificado, que permite implementação reduzida. Nesta modalidade de conversores, é avaliado um novo método de implementação de *PWM* vetorial, reduzindo o número de comutações em conversores com pulsos ressonantes de corrente no barramento *CC*, bem como o conteúdo harmônico das formas de onda de tensão/corrente de entrada e/ou saída.

Finalmente são propostas modificações nas topologias dos circuitos de conversores estudados de modo a permitir sua operação com *PWM*, através do acréscimo de interruptores auxiliares.

Abstract

This work contributes to the study of soft-switched dc-link pulsed current converters. A new classification based on the shape of the dc-link current waveform is established and allows to compare different aspects of these converters. In this report two new topologies, which are able to synchronize the dc link current pulses with external *PWM* signal of control, are presented. The flexibility of such converters is demonstrated by the application of control action to obtain dc link current regulation, input and output sinusoidal current and voltages, stress, control of current and voltage and power factor control. Finally a new *PWM* space vector switching pattern is introduced, which reduces the number of commutations in the converter. A new scalar approach is used to calculate the intervals of application of the space vectors. All results are corroborated by computer simulations.

Sumário

Agradecimentos	iv
Resumo	vi
Abstract	viii
Lista de Tabelas	xii
Lista de Figuras	xiv
Lista de Símbolos e Abreviaturas	xviii
1 INTRODUÇÃO GERAL	1
2 CONVERSORES PDCLC	7
2.1 Introdução	7
2.2 Classificação dos Conversores	9
2.2.1 Pulsos ressonantes	10
2.2.2 Pulsos ressonantes grampeados	11
2.2.3 Pulsos ressonantes <i>PWM</i>	11
2.2.4 Pulsos ressonantes grampeados <i>PWM</i>	11
2.2.5 Quase onda quadrada com transição ressonante	13
2.3 Estudo dos Conversores PDCLC	16
2.3.1 Conversor com pulsos ressonantes	17
2.3.2 Conversor com pulsos ressonantes grampeados	22
2.3.3 Conversor <i>PWM</i> com pulsos ressonantes	27

2.3.4	Conversor <i>PWM</i> com pulsos grampeados ressonantes	30
2.3.5	Conversor <i>PWM</i> com corrente quase quadrada - entalhe de largura constante	33
2.3.6	Conversor <i>PWM</i> com corrente quase quadrada - entalhe de largura variável	48
2.3.7	Um exemplo de projeto de conversor	55
2.3.8	Resumo comparativo	57
2.4	Conclusão	63
3	NOVOS CONVERSORES COM CORRENTE QOQ	65
3.1	Introdução	65
3.2	Conversores PWM-ZVS	65
3.2.1	Bloqueio do interruptor S_{W_2} a tensão nula	66
3.2.2	Bloqueio do interruptor S_{W_2} a corrente nula	70
3.3	Conversores PWM-ZCS	72
3.4	Conclusão	76
4	SISTEMAS DE CONTROLE	78
4.1	Introdução	78
4.2	Regulação da Corrente de Polarização do Barramento <i>CC</i>	79
4.3	Redução do Estresse nos Interruptores	83
4.4	Síntese das Formas de Onda de Entrada e/ou Saída	83
4.5	Fonte de Corrente Controlada por Tensão	85
4.6	Controle do Fator de Potência	90
4.6.1	Controle do fator de potência e da corrente de polarização I_d	90
4.6.2	Controle do Fator de Potência e da Corrente de Polarização I_d Usando um Controlador <i>PID</i>	91
4.7	Conclusão	98
5	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	100
5.1	Introdução	100
5.2	Modulação Vetorial	105
5.3	Modulação Escalar	110

5.4	Modulação Vetorial Aplicada aos CCPBCC	112
5.4.1	Conversores com comutação a tensão nula	113
5.4.2	Conversores com comutação a corrente nula	115
5.4.3	Modulação vetorial otimizada	117
5.5	Modulação Escalar Aplicada aos CCPBCC	119
5.5.1	Caso do entalhe de largura fixa	119
5.5.2	Caso do entalhe de largura variável	121
5.6	Um Conversor Para Uso da Técnica Proposta	124
5.7	Conclusão	126
6	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS	127
	Referências Bibliográficas	131

Lista de Tabelas

2.1	SRDCL - Parâmetros da simulação.	21
2.2	ACSRDCL - Parâmetros da simulação.	26
2.3	SRDCLSC - Parâmetros da simulação.	26
2.4	PWM - SRDCL - Parâmetros da simulação.	29
2.5	PWM - ACSRDC - Parâmetros da simulação.	32
2.6	PWM - SRDCLSC - Parâmetros da simulação.	32
2.7	CZCI Tipo 1 - Parâmetros da simulação.	37
2.8	CZCI tipo 2 - Parâmetros da simulação.	42
2.9	CZCI Tipo 3 - Parâmetros da simulação.	47
2.10	VZCI - Parâmetros da simulação.	52
2.11	Requisitos de projeto.	55
2.12	Combinações das tensões de entrada e saída para o conversor do exemplo.	57
4.1	SRDCL - Parâmetros da simulação.	81
4.2	ACSRDCL - Parâmetros da simulação.	82
4.3	SRDCLSC - Parâmetros da simulação.	83
4.4	Controle da tensão na carga em CSI - Parâmetros da simulação.	88
4.5	Controle da corrente na carga em CSI - Parâmetros da simulação.	90
4.6	Retificador trifásico: seqüência de chaveamento.	93
5.1	Distribuição da corrente I_d nas chaves do conversor.	106
5.2	Vetores nulos.	107
5.3	Relação entre as tensões trifásicas nos setores de tensão	109
5.4	Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZVS.	116
5.5	Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do retificador ZCS.	117

5.6	Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZCS.	118
5.7	Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do retificador ZCS otimizado.	120
5.8	Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZCS otimizado.	120
5.9	Entalhe fixo - Parâmetros da simulação.	123
5.10	Entalhe variável - Parâmetros da simulação.	123
5.11	Distorção harmônica nas fases a,b e c.	123
5.12	Entalhe fixo - Parâmetros da simulação.	125

Lista de Figuras

1.1	Conversor CA-CC-CA.	3
1.2	Tipos básicos de conversores.	3
1.3	V vs I durante a comutação nos dispositivos DC/BC.	4
2.1	Configurações dos conversores com corrente pulsada no barramento CC.	9
2.2	Tipos de pulsos de corrente.	10
2.3	SRDCLC - Circuito completo.	10
2.4	Conversores de barramento CC ressonante série grampeada.	12
2.5	PWM-SRDCLC - Circuito completo.	12
2.6	Conversores com pulsos $PW \mathcal{M}$ ressonantes grampeados.	13
2.7	Conversores com pulsos de corrente ressonante - entalhe de largura fixa.	14
2.8	Conversores com pulso de corrente ressonante - entalhe de largura variável.	15
2.9	Exemplo de representação do circuito equivalente monofásico.	17
2.10	SRDCL - Circuito Simplificado.	17
2.11	Princípio de funcionamento dos $PDCLC$	18
2.12	SRDCLC - Etapas de operação.	18
2.13	Curvas de funcionamento do circuito.	20
2.14	Corrente máxima no barramento CC x V_{swt}	20
2.15	SRDCLC - Resultado de simulação do circuito simplificado.	21
2.16	Conversores com pulsos grampeados de corrente ressonante- Circuito simplificado.	22
2.17	Etapas de operação para o circuito com grampeamento ativo.	23
2.18	Formas de onda de funcionamento do circuito simplificado.	23
2.19	Circuito básico do grampeador de pulso de corrente.	24
2.20	Curva idealizada do reator saturável (λ vs i).	24

2.21	Pulsos ressonantes grampeados - Curvas do circuito simplificado.	25
2.22	PWM-SRDCLC - Circuito Simplificado.	26
2.23	PWM - SRDCLC - Etapas de operação.	27
2.24	Curvas de funcionamento do circuito simplificado.	28
2.25	PWM-SRDCLC - Curvas do circuito simplificado.	29
2.26	PWM - SRDCLC grampeados - Circuitos simplificados.	30
2.27	Formas de onda de funcionamento dos circuitos simplificados com grampeamento.	31
2.28	PWM-SRDCLC com grampeamento dos pulsos de corrente ressonante.	32
2.29	QOQ-IC - Circuitos simplificados.	33
2.30	QOQ-IC Tipo 1 - Etapas de operação.	34
2.31	CZCI Tipo 1 - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.	36
2.32	Curvas normalizadas de projeto.	38
2.33	CZCI Tipo 1 - Curvas de simulação.	39
2.34	QOQ-IC Tipo 2 - Etapas de operação.	39
2.35	QOQ - IC Tipo 2 - Etapas complementares.	42
2.36	CZCI Tipo 2 - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.	43
2.37	CZCI Tipo 2 - Curvas de simulação.	43
2.38	QOQ-IC Tipo 3 - Etapas de operação.	44
2.39	CZCI Tipo 3 - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.	47
2.40	CZCI Tipo 3 - Curvas de simulação.	48
2.41	VZCI - Circuitos simplificados.	49
2.42	VZCI com dois diodos e dois interruptores DC/BC- Etapas de operação.	49
2.43	VZCI - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.	52
2.44	VZCI - Curvas de simulação.	52
2.45	VZCI - Curvas Normalizadas de Projeto.	54
2.46	Valores de k que satisfazem a Eq. 2.78 para diferentes valores de m	56
3.1	Conversores com comutação a tensão nula.	66
3.2	PWM-QOQ - Etapas de operação com comutação a tensão nula.	67
3.3	PWM-QOQ - Etapas de funcionamento do circuito com comutação a tensão nula.	67
3.4	PWM-QOQ - Etapas de operação com comutação a corrente nula.	70

3.5	PWM-QOQ - Etapas de funcionamento do circuito com comutação a corrente nula.	72
3.6	VZCI - Curvas para o circuito modificado.	73
3.7	VZCI - Circuito completo.	73
3.8	Conversor com comutação a corrente nula dos interruptores das pontes.	73
3.9	PWM-VZCI - Etapas de operação para o circuito modificado.	74
3.10	Curvas para o conversor PWM com comutação a tensão nula.	76
3.11	PWM-CZCI - Etapas de funcionamento para o circuito modificado.	77
4.1	Controle "liga-desliga" com roda livre.	80
4.2	SRDCLC - Curvas do circuito simplificado.	80
4.3	SRDCLC - Plano de fase.	81
4.4	Pulsos ressonantes grampeados - Curvas do circuito simplificado com controle da corrente I_d	82
4.5	SRDCLSC - Planos de fase.	84
4.6	Inversor fonte de corrente PWM.	85
4.7	Diagrama em blocos do controle da tensão na carga utilizando um controlador PID.	87
4.8	Controle da tensão de saída no conversor CSI.	87
4.9	Diagrama em blocos do controle da corrente na carga utilizando um controlador PID.	89
4.10	Controle da corrente de saída no conversor CSI.	89
4.11	Retificador trifásico - Controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada.	90
4.12	Curvas de simulação para o controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada.	91
4.13	Diagrama em blocos para o controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada num retificador trifásico.	92
4.14	Tensões retificadas.	92
4.15	Retificador trifásico com seqüência de chaves.	93
4.16	Pulsos modulados de corrente.	94
4.17	Equivlente monofásico do retificador, com filtro de entrada	94

4.18 Diagrama em blocos do controle do fator de potência utilizando um controlador PID.	99
5.1 Conversor com fonte de corrente ideal.	105
5.2 Pulsos de corrente obtidos com a comutação de dois interruptores.	106
5.3 Posições discretas dos vetores de corrente.	107
5.4 Setores de tensão e corrente definidos no tempo em função das correntes de fase.	108
5.5 Representação dos setores de corrente e de tensão a partir das posições dos vetores discretos.	108
5.6 Distribuição dos pulsos de corrente durante um período de amostragem arbitrário.	111
5.7 Retificador com barramento pulsado ideal.	112
5.8 Aplicação dos vetores com zeramento da corrente no barramento para cada vetor a ser imposto.	113
5.9 Inversor fonte de corrente operado com ZVS.	114
5.10 Exemplo de obtenção da seqüência de comutação para o caso ZVS.	115
5.11 Conversor para uso da modulação <i>PWM</i> vetorial modificada.	116
5.12 Exemplo de obtenção da seqüência de chaveamento para conversores CCPBCC.	118
5.13 Deslocamento do entalhe na corrente.	119
5.14 Distribuição dos pulsos de corrente para o caso do entalhe fixo.	121
5.15 Entalhe de largura fixa - curvas de simulação.	122
5.16 Entalhe de largura variável - curvas de simulação.	123
5.17 Espectro de freqüências para os casos de entalhe fixo e variável em malha fechada.	124
5.18 Circuito utilizado para aplicação da técnica de modulação proposta.	124
5.19 Circuito escolhido modificado para aplicação da técnica de modulação proposta.	125
5.20 Curvas de simulação para o circuito escolhido modificado para aplicação da técnica de modulação proposta.	126

Lista de Símbolos e Abreviaturas

C Capacitor

C_f Capacitor de filtro

C_N Capacitância de normalização

C_o, C_L Capacitor de carga

C_r Capacitor de ressonância

D_a Diodo auxiliar

E Tensão máxima de entrada

G_C Função de transferência do controlador

G_{CL} Função de transferência em malha fechada

G_{OL} Função de transferência em malha aberta

G_S Função de transferência do sistema

hor Passo de cálculo

i Corrente senoidal

I Corrente *RMS*

$I_0, I_1 \dots I_6$ Vetor nulo e vetores ativos da modulação vetorial

i^* Corrente senoidal de referência

I^* Corrente *RMS* de referência

I_d Corrente de polarização do barramento *CC*

I_d^* Corrente de referência de polarização do barramento *CC*

I_m Corrente de magnetização

$I_{máx}$ Corrente de pico

i_A Corrente no interruptor auxiliar

i_m Corrente modulada

i_s Corrente pulsada

k Razão de grampeamento da corrente no barramento *CC*

k_p, k_i, k_d Parâmetros do controlador

L Indutor de carga

L_d Indutor de filtro do barramento *CC*

L_f Indutor de filtro

L_N Indutância de normalização

L_r, L_{r1}, L_{r2}, L_c Indutor de ressonância

L_{sc} Reator com núcleo saturável

n_1, n_2 Número de espiras

p.u. por unidade

R, R_0 Resistor de carga

S_a, S_c Interruptor auxiliar

S_w Interruptor representando quatro chaves

t Tempo decorrido

- $t_{máx}$ Tempo de simulação
- T Período de modulação/amostragem
- T_N Tempo de normalização
- t_q, t_0 Tempo de aplicação da tensão reversa sobre os interruptores
- t_x, t_y, t_0 Tempos de aplicação dos vetores da modulação vetorial
- V Tensão *RMS*
- v_a, v_b, v_c Tensões de linha
- v_{C_r} Tensão instantânea no capacitor de ressonância
- V_d Tensão de controle do retificador
- V_f Tensão intermediária do capacitor de ressonância
- v_L Tensão instantânea na carga
- V_o Tensão *RMS* de saída
- $V_{máx}$ Tensão de pico
- V_p Tensão de excitação
- V_{rec} Tensão retificada
- v_{S_w} Tensão sobre a chave equivalente
- V_{swt} Limite de tensão para disparo das chaves principais
- W Energia antes da anulação da corrente no barramento *CC*
- x Estresse de corrente
- Z_c Impedância de ressonância com núcleo saturável
- Z_o, Z_r, Z_{rd} Impedância de ressonância
- α, β Plano complexo

ω_0 Frequência angular de ressonância

λ Fluxo magnético

θ Ângulo entre o fluxo magnético e a corrente no reator saturável

φ Ângulo do fator de potência

ACSRDCL Conversor com malha ressonante série ativamente grampeado

ASO Todas os interruptores desligados

BC Bloqueio controlado

BE Bloqueio espontâneo

BJT Transistor de junção bipolar

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CSI Inversor fonte de corrente

CZCI Intervalo de corrente nula constante

DC Disparo controlado

EMI Interferência Eletromagnética

GTO Comando de abertura por Gatilho

HVDC Sistema de alta tensão contínua

IC Intervalo constante

IGBT Transistor Bipolar de Gatilho Isolado

IV Intervalo variável

MOSFET Transistor de Efeito de Campo MOS

OSO Um interruptor desligado

- PDCLC Conversor com barramento *CC* pulsado
- PID Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
- PI Controlador Proporcional-Integral
- PDM Modulação por Densidade de Pulso
- PFC Correção do Fator de Potência
- PWM Modulação por Largura de Pulso
- QOQ Quase onda quadrada
- SCR Retificador controlado de silício
- SRDCL Malha *CC* ressonante série
- SRDCLC Conversor com malha *CC* ressonante série
- SRDCLSC Conversor com malha ressonante série com núcleo saturável
- VSI Inversor fonte de tensão
- VZCI Intervalo de corrente nula variável
- ZCS Comutação a Corrente Nula
- ZVS Comutação a Tensão Nula

Capítulo 1

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores estáticos são circuitos que realizam a transformação de potência elétrica da forma contínua ou alternada em grandezas contínuas ou alternadas. A busca por conversores estáticos mais simples e eficientes, favoreceu o surgimento de técnicas de comutação que promovessem características de funcionamento cada vez melhores. Estas técnicas devem ser adequadas às diversas topologias já existentes, de forma a aprimorar seu funcionamento de acordo com critérios de operação adotados. Por outro lado as concessionárias de energia elétrica buscam um melhor aproveitamento da potência de conversão por meio de uma maior eficiência na conversão de energia elétrica e do controle do fator de potência. Neste caso os conversores devem, portanto, corroborar para esse aproveitamento da potência transmitida para a carga. No desenvolvimento de pesquisas envolvendo conversores estáticos, vários circuitos foram elaborados na busca das características fundamentais, apresentadas a seguir.

- o Redução das perdas de comutação e de condução dos dispositivos utilizados (Gataric, Borojevic, & Lee, 1994; Hua, Leu, Jiang, & Lee, 1992; Fujita, Akagi, & Kohata, 1993; Menzies, Steimer, & Steinke, 1993; Tomasin, 1995; Marx & Schröder, 1995);
- o Redução do estresse de tensão e/ou corrente nos dispositivos de comutação (Divan & Skibinski, 1987; Hua et al., 1992; Tomasin, 1995);
- o Redução da distorção harmônica nas formas de onda senoidais de tensão e corrente (Cheriti, Al-Haddad, Dessaint, Meynard, & Mukhedkar, 1990; Menzies

- et al., 1993; Vlatković, Borojević, & Lee, 1994);
- o Redução do número de componentes, simplificando também os circuitos de controle (Vlatković et al., 1994);
 - o Maior independência da operação do circuito com as cargas e tensões de linha utilizadas (Hua et al., 1992);
 - o Controle do fator de potência (Gataric et al., 1994; da Silva, Filho, & Coelho, 1995);
 - o Adequação do circuito à aplicação a qual o mesmo se destina (Takahashi, Koganezawa, Su, & Oyama, 1993);
 - o Controle da tensão/corrente média na saída do conversor (Gataric et al., 1994);
 - o Redução da interferência eletromagnética (Fujita et al., 1993; Vlatković et al., 1994; Peng, Lai, McKeever, & Vancoevering, 1995);
 - o Possibilidade de reversão do fluxo de potência (operação regenerativa);(da Silva et al., 1995);
 - o Recuperação da energia de comutação (Elasser & Torrey, 1995);

A estrutura geral de conversão $CA - CC - CA^1$ (Fig. 1.1) apresenta os circuitos de retificação, barramento CC e inversão. Os conversores estáticos podem assumir as formas $CA - CC$, $CC - CA$, $CC - CC$, $CA - CA$. As etapas de conversão do tipo $CA - CC$ (Fig. 1.2(a)) são denominadas retificadores, enquanto as do tipo $CC - CA$ (Fig. 1.2(b)) são denominadas de inversores. Nas etapas de conversão, com algumas exceções (Zhang, Wattanasarn, & Shepherd, 1996), o processo de conversão passa por um barramento CC .

Uma importante tendência nas pesquisas de conversores de potência é o aumento da frequência de comutação (Lima, Coelho, Farias, Júnior, & Freitas, 1995), devido às seguintes vantagens: leva os conversores a um processo de miniaturização (redução

¹CA - Corrente alternada

CC - Corrente contínua

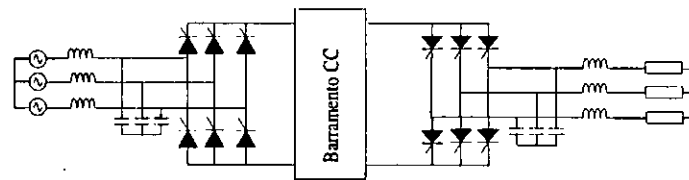
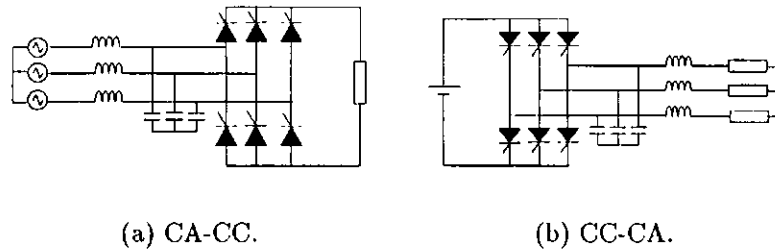


Figura 1.1: Conversor CA-CC-CA.



(a) CA-CC.

(b) CC-CA.

Figura 1.2: Tipos básicos de conversores.

do tamanho e peso dos componentes reativos) e a redução da distorção harmônica das formas de onda *CA* e da interferência eletromagnética (*EMI*) (Shcülting, 1992).

Para melhorar sua eficiência, os conversores devem consumir, tanto durante a sua comutação como na sua condução, um mínimo da energia que por este transitar. As perdas na condução são função do estado atual de desenvolvimento tecnológico dos dispositivos. Por outro lado estudos mostraram (Divan & Skibinski, 1987) que valores típicos das perdas devido à comutação, são da ordem de 30 – 50% das perdas totais do dispositivo.

Os conversores com comutação dissipativa são limitados quanto a operação com freqüências elevadas, devido às perdas de comutação (Marx & Schröder, 1995).

A introdução de técnicas de comutação suave, que podem ser a tensão nula ou a corrente nula, de modo que o produto $V \times I$ (tensão x corrente) seja mínimo durante as transições das chaves, levou a uma redução das perdas totais do conversor, pela redução das perdas de comutação. A comutação suave deve, ainda, permitir uma operação numa larga faixa de variação de carga e tensões de linha. As técnicas ressonantes permitem a comutação suave, elevando a freqüência de operação dos circuitos, favorecendo com isso, a redução da dimensão dos componentes reativos, bem como do peso dos circuitos e dos harmônicos de freqüências de baixa ordem contidos no sinal de saída.

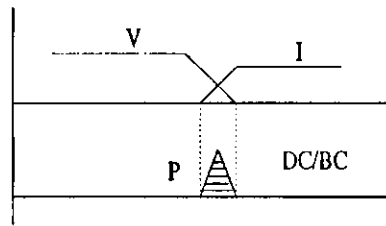


Figura 1.3: V vs I durante a comutação nos dispositivos DC/BC.

Nos conversores com comutação não dissipativa ou comutação suave, a frequência de comutação pode ser substancialmente elevada. Nos dispositivos com disparo controlado (*DC*) ou bloqueio controlado (*BC*) o processo de comutação produz perdas durante a intervenção do bloqueio (Fig. 1.3).

Para que os conversores possam operar com frequências elevadas, da ordem de dezenas de kHz em baixa potência, alguma técnica de comutação suave deve ser aplicada (Henze, Martin, & Parsley, 1988). Comutação a corrente nula (*ZCS*) ou comutação a tensão nula (*ZVS*) nos interruptores principais e auxiliares, nos instantes das comutações (liga/desliga).

A penalidade com o uso de técnicas de comutação suave é o aumento do estresse de tensão ou corrente a que são submetidos os interruptores, resultando num aumento das perdas de condução. Portanto a adição de circuitos auxiliares para realizar a comutação suave (*ZVS/ZCS*) só é conveniente se as perdas adicionais forem substancialmente menores que as perdas nas chaves principais (conversores com comutação dissipativa).

Em eletrônica de potência as técnicas *PWM* são muito utilizadas, pois permitem a síntese de formas de onda senoidais de tensão e/ou corrente em conversores estáticos, de maneira a atender às necessidades específicas da aplicação sob consideração (Agelidis, Ziogas, & Joós, 1992). Geralmente duas classes de técnicas *PWM* podem ser identificadas:

- o Técnicas *PWM* programadas ou ótimas nas quais um modelo de chaveamento é produzido, baseado em um critério de desempenho;
- o Técnicas baseadas em portadora nas quais uma referência de baixa frequência é comparada a uma portadora de frequência elevada.

As técnicas baseadas em portadora (analógicas) são de implementação simples, mas tem como desvantagens a atenuação da componente fundamental das formas de onda e a frequência de comutação elevada. O aumento na frequência de chaveamento significa aumento do estresse nos elementos semicondutores.

Entre as técnicas *PWM* programadas a técnica *PWM* vetorial tem as seguintes vantagens sobre as demais (Del Valle, Rodriguez, & Contreras, 1991): considera a natureza trifásica da carga, pois é um método essencialmente trifásico; tem um melhor aproveitamento da tensão/corrente contínua; otimiza o número de comutações, por ser um método essencialmente preditivo; os harmônicos de baixa ordem são mais eficientemente eliminados.

Este trabalho tem como objetivo o estudo de topologias de conversores com corrente pulsada no barramento *CC*. Este estudo envolve características como complexidade do controle, número de componentes auxiliares, estresse de tensão/corrente nos dispositivos principais e auxiliares, tipo de comutação de disparo e bloqueio dos dispositivos auxiliares, tipo de modulação empregada, possibilidade do controle do fator de potência e de operação em frequência fixa.

No Capítulo 2, é apresentada uma classificação geral dos conversores com barramento pulsado, de acordo com as formas de onda obtidas no barramento *CC*. A normalização de variáveis de projeto permite uma visualização e escolha dos valores dos componentes utilizados em função das figuras de mérito escolhidas. Um estudo comparativo apresenta as principais características dos conversores abordados na classificação.

No Capítulo 3, são apresentados dois novos conversores que com o acréscimo de um número mínimo de componentes têm suas características de operação melhorada, nos aspectos citados anteriormente. Ambos os circuitos permitem que o ajuste da largura do entalhe na corrente pulsada seja possível, flexibilizando as alternativas de controle *PWM*.

No Capítulo 4, são apresentadas técnicas de controle e suas aplicações em conversores com corrente pulsada no barramento. Para o controle da corrente de polarização do barramento *CC*, I_d , dois métodos são apresentados: liga-desliga e $(+V_d, 0, -V_d)$. São apresentadas ainda aplicações do controlador *PID* nos modelos de segunda ordem dos filtros de entrada c/ou saída, de forma a permitir resposta rápida, controle do fator

de potência e redução de harmônicos, assim como regulação de tensão ou corrente de saída de um inversor *CSI*. Resultados de simulação para o controle de corrente ou tensão na saída do inversor mostram a eficiência das estratégias de controle utilizadas.

No Capítulo 5, é abordada a aplicação das técnicas *PWM* nos conversores com barramento pulsado.

Em uma das técnicas *PWM* vetorial utilizadas em conversores tipo fonte de tensão (Malesani, Tenti, Tomasin, & Toigo, 1995) ou de corrente (Buso, Rossetto, Tenti, Tomasin, & Pomilio, 1994), o conversor necessita apenas de uma assistência do circuito de comutação suave para comutar as chaves durante a aplicação de uma seqüência de vetores adjacentes ativos e nulos. Nesses casos o vetor nulo é deslocado de acordo com a posição do vetor de referência e do vetor corrente ou tensão segundo o tipo de conversor utilizado.

Aproveitando o fato de que o vetor nulo ocorre também quando a corrente no barramento *CC* é nula, um novo padrão de chaveamento promove uma redução de $\frac{1}{3}$ no número de comutações.

Em todos os capítulos são apresentados resultados de simulação que comprovam a validade de utilização dos circuitos e princípios estudados.

Capítulo 2

CONVERSORES COM CORRENTE PULSADA NO BARRAMENTO CC - PDCLC

2.1 Introdução

As pesquisas com o intuito de reduzir ou eliminar as perdas de comutação, nos conversores convencionais deram origem aos conversores ressonantes, modificando a forma de onda em algum ponto no circuito (da Silva, 1987), de modo que a comutação das chaves seja feita a tensão ou corrente nula (ou próximo de zero) nos seus terminais.

Os conversores com pulsos de corrente no barramento *CC* surgiram inicialmente na forma de pulsos ressonantes (Sood & Lipo, 1986). Apesar das topologias ressonantes básicas reduzirem as perdas de comutação por meio da técnicas *ZVS* ou *ZCS*, elas têm um problema particular. O pico do pulso ressonante é muito maior que a tensão ou corrente nominal de operação, de tal forma que os dispositivos de comutação tenham maior dimensionamento que aqueles dos conversores com comutação dissipativa (Nakamura, Murai, & Lipo, 1993). Além disso a única forma de controle para síntese das formas de onda senoidais é a de utilização de modulação *PDM* devido à falta do ajuste na largura do pulso. Nesses conversores portanto, a realização de circuitos de potência elevada (acima de $100kW$) tem sido dificultada pois, as perdas adicionais nos componentes passivos podem não compensar a vantagem da comutação suave em

níveis de potência elevados (De Donker & Lyons, 1990).

Por outro lado, a redução das perdas de comutação, obtidas com o uso de elementos ressonantes, fez com que a frequência de operação dos conversores fosse substancialmente elevada, resultando numa melhor qualidade da modulação (Tomasin, 1995).

Os conversores ressonantes objeto deste trabalho impõem a forma de onda da corrente no dispositivo de comutação usando um circuito ressonante $L - C$ (Soebagia, Yiohida, Murai, & Lipo, 1996), que cria a condição de corrente nula permitindo ao dispositivo comutar em condições favoráveis.

Para tornar os conversores ressonantes mais controláveis, foram feitas alterações nas topologias existentes para permitir o sincronismo com sinais PWM externos. Tanto retificadores como inversores necessitam do controle PWM para produzirem formas de onda senoidais. A introdução do PWM também se estendeu às topologias com grampeamento (da Silva, Gerard Ledwich, & Jacobina, 1992) ativo e com núcleo saturável que surgiram como alternativas (Abeyratne, Silva, & Murai, 1996).

A introdução do controle via PWM nos conversores ressonantes possibilitou o ajuste da largura do pulso de corrente no barramento CC . Como em muitos conversores ressonantes, a duração do intervalo de corrente nula no barramento CC é fixa e a frequência de chaveamento é variável (Yang, Long, & Lee, 1993), o que dificulta o projeto do filtro de entrada e pode gerar muita interferência eletromagnética (EMI). Tais conversores (Woo & Cho, 1992)(da Silva, 1995) podem ser classificados como entalhe de largura fixa. A introdução de chaves adicionais permite o controle do intervalo de corrente nula, possibilitando o uso de qualquer técnica PWM para obter formas de onda senoidais de tensão ou corrente. Tais circuitos serão referidos neste trabalho como de entalhe de largura ajustável (Moschopoulos & Joós, 1994). Nesses conversores todas as chaves são comutadas sem a necessidade de circuitos de auxílio a comutação ("snubbers"), sendo portanto circuitos de baixo custo.

Apesar do grande número de topologias de corrente pulsada no barramento, existe apenas um estudo sistematizado das mesmas (Aydemir, 1995), mesmo assim incompleto.

Para permitir uma melhor visão desse tipo de conversor este capítulo apresenta a classificação, onde os conversores de corrente pulsada são caracterizados de acordo com as formas de onda da corrente gerada no barramento CC durante sua operação.

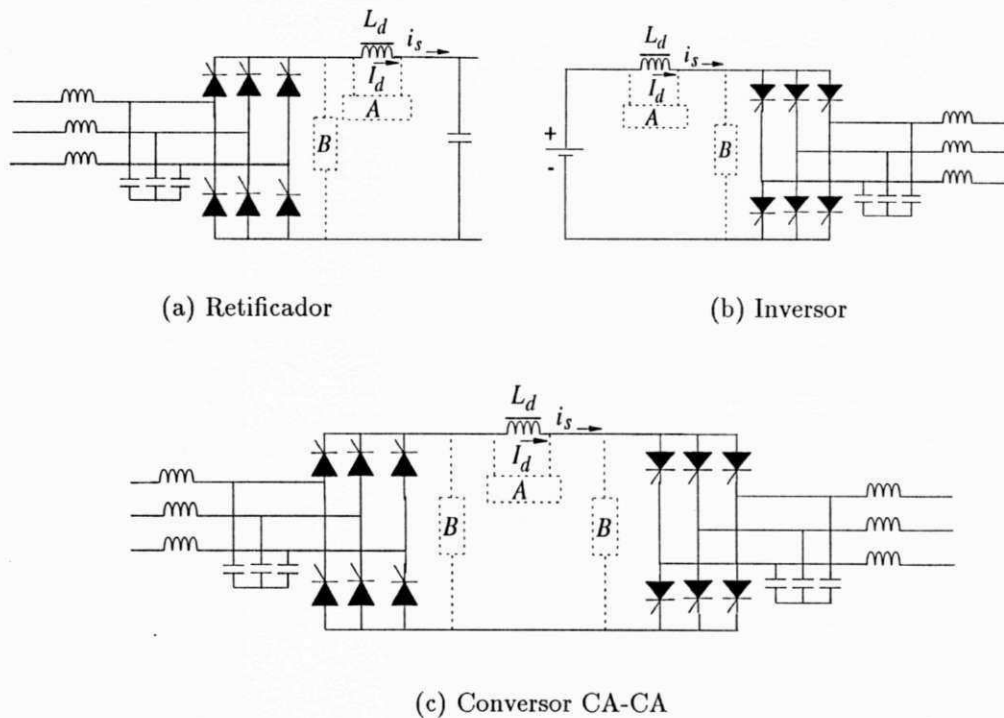


Figura 2.1: Configurações dos conversores com corrente pulsada no barramento CC.

Para cada classe de conversor são feitas considerações e são descritos os conversores que geram as formas de onda correspondente.

2.2 Classificação dos Conversores

Nos conversores *PDCLC*, a forma de onda da corrente é modificada por circuitos auxiliares, compostos por interruptores e elementos ressonantes, que colocados nas posições "A" e "B" (Fig. 2.1), permitem que a comutação suave seja realizada. Esses conversores podem, portanto, ser agrupados de acordo com a forma dos pulsos de corrente produzidos no barramento *CC*, indicado pela corrente i_s (Fig. 2.2).

Cinco tipos de formas de onda são encontradas nos *PDCLC* existentes (Fig. 2.2). Essas formas de onda, que podem ser utilizados para classificar os tipos de *PDCLC* são:

Pulsos ressonantes (Fig. 2.2a);

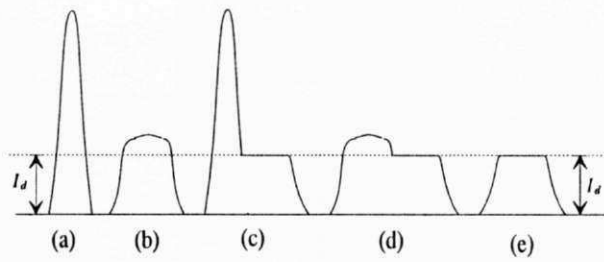


Figura 2.2: Tipos de pulsos de corrente.

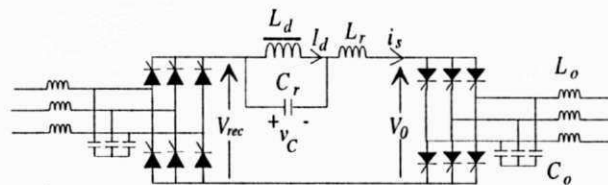


Figura 2.3: SRDCLC - Circuito completo.

Pulsos ressonantes grampeados (Fig. 2.2b);

Pulsos ressonantes *PWM* (Fig. 2.2c);

Pulsos ressonantes grampeados *PWM* (Fig. 2.2d);

Quase onda quadrada com transição ressonante (Fig. 2.2e).

2.2.1 Pulsos ressonantes

O conversor de corrente com malha *CC* ressonante série (*SRDCL*) representante deste grupo é apresentado na Fig. 2.3 (Murai & Lipo, 1988). A forma de onda de corrente em seu barramento *CC* corresponde à Fig. 2.2(a).

Neste conversor os elementos ressonantes são introduzidos de modo que os interruptores bloqueiem quando o pulso de corrente do barramento *CC* naturalmente atinja zero. Isto faz com que o produto V_{xi} durante a comutação seja pequeno, reduzindo substancialmente as perdas de comutação. A redução das perdas de comutação permite o aumento da frequência de chaveamento, conferindo a este conversor um bom desempenho dinâmico. Durante uma seqüência de operação do conversor, a duração do pulso de corrente é fixa ($\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}$). A duração do intervalo em que a corrente permanece nula depende da tensão de excitação ($V_{rec} - V_o$) e do tempo em que o capacitor

C_r leva para carregar imediatamente após a corrente ter sido anulada.

2.2.2 Pulsos ressonantes grampeados

Apesar da possibilidade de operação em frequências elevadas, os conversores com pulsos ressonantes sofrem de elevado estresse de corrente em relação à corrente I_d de polarização do barramento CC , suscitando como solução imediata o grampeamento dos elevados picos de corrente ressonante.

Os pulsos de corrente que ocorrem nos conversores $SRDCL$ dependem do valor da corrente de polarização I_d , da tensão no capacitor C_r no início do período ressonante e da tensão na carga V_0 . Na condição de operação onde a tensão de saída é constante, os pulsos de corrente formam trem de pulsos uniforme. Mas se a carga é trifásica capacitores de filtro são necessários na saída do inversor e na comutação entre fases podem ocorrer tensões diferentes em amplitude nas fases de saída, o que causa picos de diferentes amplitudes na corrente do barramento CC .

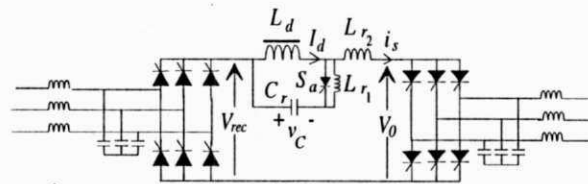
Os conversores de malha CC ressonante série grampeada ativamente ($ACSRDCL$, Fig. 2.4(a)(Castanheira, Fo, Menezes, & Garcia, 1994)) e de barramento CC ressonante série com núcleo saturável ($SRDCLSC$, Fig. 2.4(b)(Murai, Nakamura, Lipo, & Aydemir, 1991)) foram propostos para limitar os picos de corrente regulares e irregulares dos conversores $SRDCLC$. Nesses conversores a duração dos pulsos (Fig. 2.2(b)) não pode ser ajustada e uma divisão dos mesmos pode ser usada para aprimorar a síntese de formas de onda senoidais.

2.2.3 Pulsos ressonantes PWM

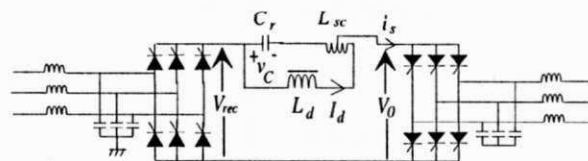
O conversor $PWM - SRDCLC$ (Fig. 2.5) permite o sincronismo com sinais PWM externos, mantendo as vantagens do conversor $SRDCLC$. Sua principal desvantagem continua sendo o elevado estresse de tensão e corrente sobre os interruptores principais. A forma de onda da corrente no barramento ressonante CC é mostrada na Fig. 2.2(c).

2.2.4 Pulsos ressonantes grampeados PWM

Os conversores $ACSRDCL$ e $SRDCLSC$ limitam os picos de corrente, mas não podem ajustar a largura do pulso nem sincronizar com sinais PWM externos (Fig. 2.2(d)).



(a) Grampeamento ativo



(b) Núcleo saturável

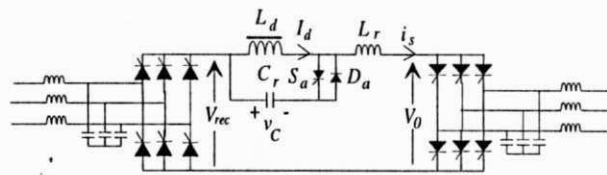
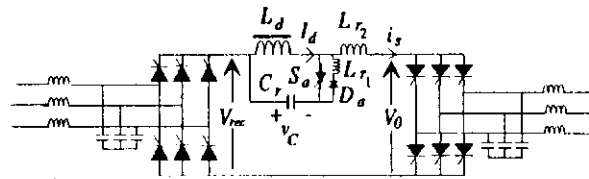
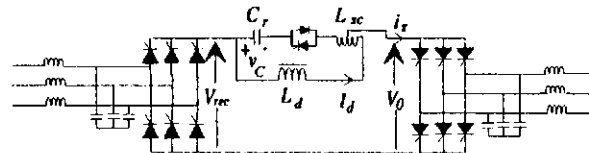
Figura 2.4: Conversores de barramento CC ressonante série grampeada.

Figura 2.5: PWM-SRDCLC - Circuito completo.



(a) Ativamente grampeado



(b) Núcleo saturável

Figura 2.6: Conversores com pulsos *PWM* ressonantes grampeados.

Os conversores *PWM-ACSRDCL* (Fig. 2.6(a)) e *PWM-SRDCLSC* (Fig. 2.6(b)) superam essa desvantagem por meio da inserção de interruptores para possibilitar a operação com *PWM*.

2.2.5 Quase onda quadrada com transição ressonante

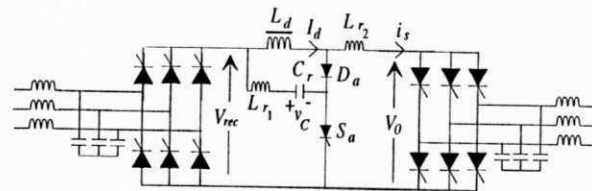
Nesses conversores os pulsos de corrente quase onda quadrada possuem a amplitude da corrente no reator L_d , I_d (Fig. 2.2e). Dois sub-grupos podem ser considerados:

Intervalo constante de corrente nula (CZCI)

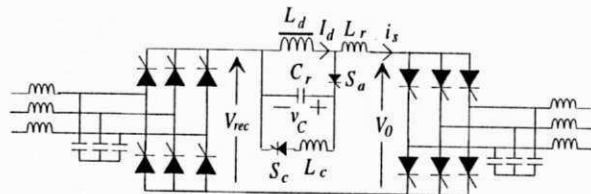
Nessas topologias (Fig. 2.7), o período de chaveamento varia com o ajuste da largura do pulso, porque o intervalo constante de corrente nula tem comprimento aproximadamente fixo.

No circuito mostrado na Fig. 2.7(a), somente um conjunto chave-diodo auxiliar é usado para impor a corrente quase quadrada.

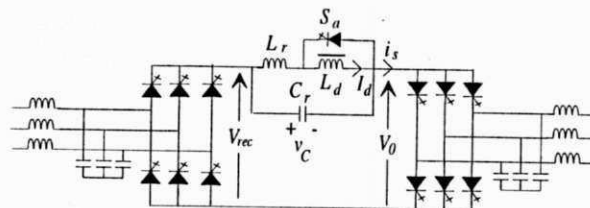
O conversor apresentado na Fig. 2.7(b) utiliza outra topologia para reversão de polaridade do capacitor ressonante.



(a) QOQ Tipo I

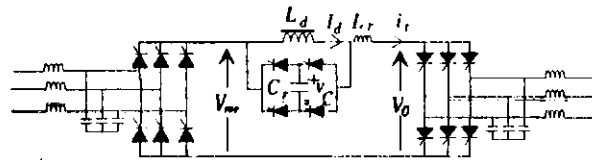


(b) QOQ - Tipo II

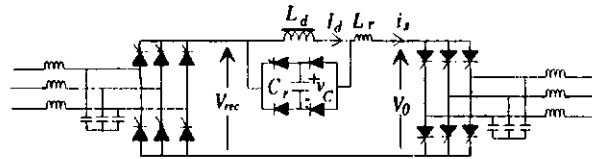


(c) QOQ - Tipo III

Figura 2.7: Conversores com pulsos de corrente ressonante - entalhe de largura fixa.



(a) Ponte de tiristores



(b) Ponte com dois diodos e dois interruptores DC/BC

Figura 2.8: Conversores com pulso de corrente ressonante - entalhe de largura variável.

Diferentemente das outras duas topologias que operam com *ZCS*, o circuito da Fig. 2.7(c) impõe que as chaves principais sejam do tipo condução-bloqueio controlados, a comutação ocorre a tensão nula (*ZVS*). Nessas estruturas, todas as correntes são limitadas a 1p.u. com relação à corrente I_d .

Nos conversores com *CZCI* o uso da modulação *PWM* para síntese das formas de onda senoidais, faz o ajuste da duração do pulso, enquanto a duração do entalhe na corrente i_s permanece constante, levando a uma operação com frequência variável.

Intervalo variável de corrente nula (*VZCI*)

Os conversores *VZCI* com entalhes de largura controlada e frequência de chaveamento fixa, podem ser obtidos com a adição de interruptores extras nas versões *CZCI*. No circuito apresentado na Fig. 2.8(a), dois dos interruptores auxiliares da ponte podem ser trocados por diodos.

2.3 Estudo dos Conversores PDCLC

Para comparar algumas características dos diferentes conversores *PDCLC* os seguintes aspectos devem ser considerados:

- + Número de componentes;
- + Técnicas *PWM* para garantir síntese da formas de onda;
- + Comutação *ZVS* e/ou *ZCS* nos interruptores principais e auxiliares;
- + Considerações de projeto (capacidade nominal dos componentes e condições de operação);
- + Potência manipulada durante a comutação suave;
- + Controle do fator de potência;
- + Complexidade de controle;
- + Capacidade de operação a frequência constante;
- + Aplicabilidade a níveis elevados de potência;

Na análise a seguir esses aspectos serão considerados cobrindo as topologias mencionadas anteriormente. Para isso serão utilizados os equivalentes monofásicos obtidos diretamente do circuito trifásico completo. No exemplo da Fig. 2.9, a tensão retificada V_{rec} é representada por uma fonte de tensão. Também, a carga é o equivalente monofásico da carga trifásica utilizada. Por outro lado nos conversores completos, uma única chave denominada de S_w é representada por dois interruptores do retificador e dois do inversor ligados em série durante cada período de amostragem.

Nos conversores *PDCLC* a corrente nos interruptores principais é sempre anulada pelo circuito auxiliar de comutação quando os mesmos precisam ser chaveados pelo circuito de controle. Portanto, dependendo do nível de potência requerido podem ser utilizados *SCR*, *IGBT*, *GTO*, *BJT* ou *MOSFET*. Como neste caso a corrente é anulada, dispositivos de bloqueio espontâneo e disparo comandado (*SCR*) podem reduzir a complexidade do circuito de comando. Os demais tipos de interruptores

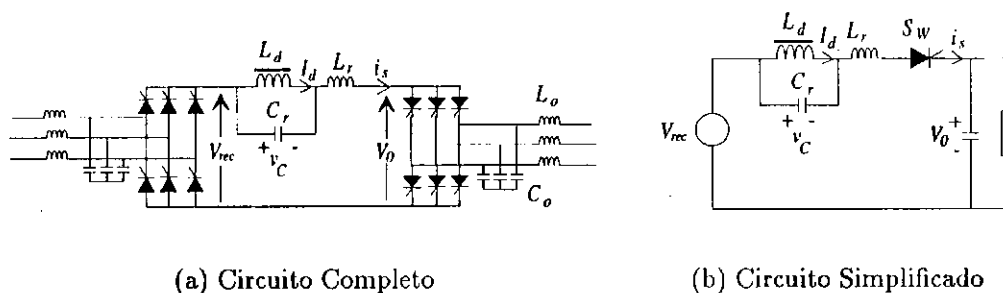


Figura 2.9: Exemplo de representação do circuito equivalente monofásico.

também operaram no modo tiristor se um circuito sensor de corrente nula adicionado ao comando dos mesmos. Apenas nos conversores das Fig. 2.7(c) e 2.8(b) os interruptores devem ser do tipo disparo e bloqueio controlados.

2.3.1 Conversor com pulsos ressonantes

Como já mencionado, uma das técnicas para se obter comutação suave, ou comutação com perdas nulas, em um conversor $CA - CC$, é a comutação a corrente nula. A corrente no barramento CC cresce e depois se anula ressonantemente, como no circuito proposto na Fig. 2.10 (Murai & Lipo, 1988), para permitir comutação dos dispositivos principais de chaveamento.

Nesta topologia, a corrente no barramento CC é ressonante e a comutação suave é obtida com um número mínimo de componentes auxiliares sem a necessidade de interruptores adicionais.

O princípio mais básico do funcionamento dos circuitos com corrente ressonante no barramento CC , pode ser explicado através das formas de onda da Fig. 2.11. Sem a corrente imposta pelo indutor de filtro L_d , a corrente oscila em torno de zero (Fig. 2.11(a)). Com a imposição de uma corrente de polarização, obtida com a introdução do indutor L_d a corrente oscila em torno do nível de corrente neste indutor (Fig. 2.11(b)). A amplitude da oscilação deve ser tal que permita que $i_s(t)$ se anule, ou seja, $|i_s(t)|_{máx} > I_d$, para que o interruptor em série bloqueie, supondo que a corrente I_d é

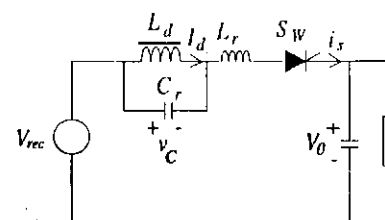


Figura 2.10: SRDCL - Circuito Simplificado.

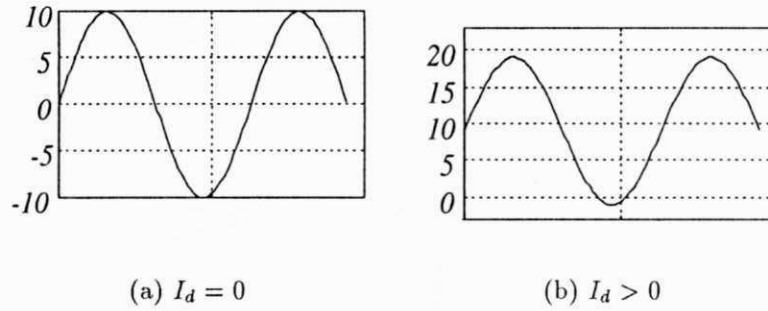


Figura 2.11: Princípio de funcionamento dos PDCLC.

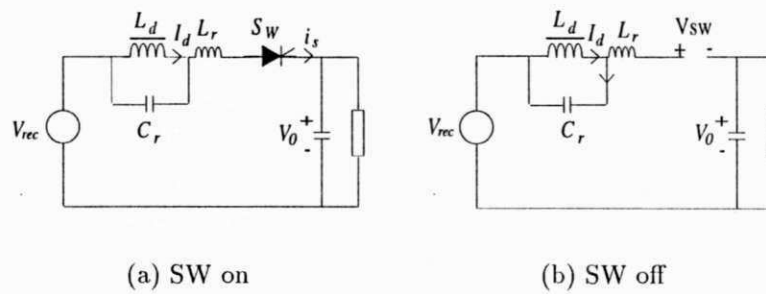


Figura 2.12: SRDCLC - Etapas de operação.

constante.

Na representação em forma de circuito simplificado (Fig. 2.10) existe apenas um interruptor S_w . Logo, o circuito pode operar em apenas duas etapas: S_w fechado ou S_w aberto. O funcionamento do circuito simplificado é descrito a seguir, considerando que o capacitor de saída, C_0 , é elevado o suficiente para que a tensão sobre este possa ser considerada constante durante o período de chaveamento. Neste exemplo a carga é um resistor R_0 .

Etapa I: Quando S_w está fechado a corrente que passa pelo mesmo oscila devido aos elementos ressonantes C_r e L_r , até o instante em que atinge zero. A Fig. 2.12(a) mostra o circuito equivalente para esta fase, e suas equações de funcionamento são,

$$V_{rec} = v_{C_r}(t) + L_r \frac{di_s(t)}{dt} + v_o(t) \quad (2.1)$$

$$C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = i_s(t) - i_d(t) \quad (2.2)$$

$$i_s(t) = \frac{v_o(t)}{R_0} + C_0 \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (2.3)$$

logo,

$$v_{C_r}(t) = V_d - V_o - Z_r \cdot I_d \cdot \text{sen}(\omega_o t) - V_{swt} \cdot \text{cos}(\omega_o t) \quad (2.4)$$

$$i_s(t) = \frac{V_{swt}}{Z_r} \text{sen}(\omega_o t) + I_d(1 - \text{cos}(\omega_o t)) \quad (2.5)$$

onde, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$.

Etapa II: No instante em que a corrente que flui por S_w atinge zero este interruptor bloqueia (Fig. 2.12(b)) e o capacitor ressonante C_r começa a carregar linearmente até que a tensão sobre S_w atinja um valor limite denominado de V_{swt} . Um valor de tensão mínima V_{swt} sobre o mesmo interruptor corresponde no instante de disparo, a uma energia no capacitor que assegure a anulação da corrente ao final do próximo pulso de corrente i_s . As equações para esta etapa de funcionamento são,

$$C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = -i_d(t) \quad (2.6)$$

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{R_o} v_o(t) \quad (2.7)$$

logo,

$$v_{C_r}(t) = v_{C_r}(0) - \frac{I_d}{C_r} t \quad (2.8)$$

onde,

$$v_{C_r}(0) = V_{rec} - V_o + V_{swt} \quad (2.9)$$

As formas de onda para cada etapa de funcionamento são mostradas na Fig. 2.13, onde a tensão sobre o capacitor C_r , v_{C_r} , pode ser positiva ou negativa dependendo da tensão de excitação do circuito ($V_{rec} - V_o$).

O valor mínimo de V_{swt} pode ser obtido pelo balanço de energia entre o capacitor C_r e o indutor L_r . A tensão no capacitor no início da ocorrência do pulso ressonante deve obedecer à equação $v_{C_r}(0) > Z_r \cdot I_d$, logo:

$$V_{swt} > V_{rec} - V_o - Z_r \cdot I_d \quad (2.10)$$

A Fig. 2.14 apresenta o valor máximo de $i_s(t)$ em função dos parâmetros do circuito a partir da equação

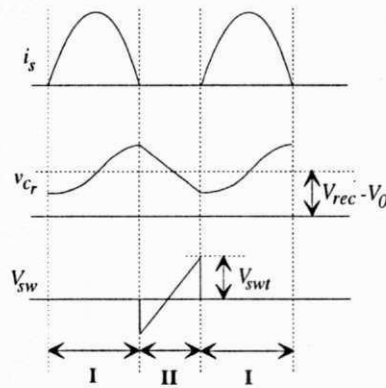


Figura 2.13: Curvas de funcionamento do circuito.

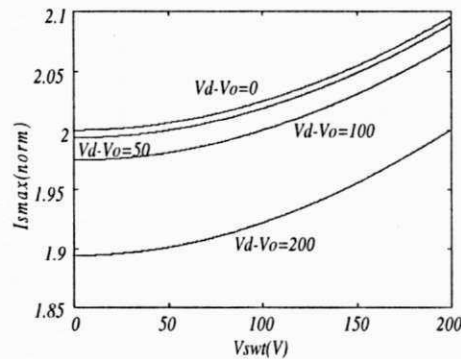


Figura 2.14: Corrente máxima no barramento CC x V_{sw} .

$$I_{S_{max}} = I_d + \frac{\sqrt{(Z_r \cdot I_d)^2 + V_{sw}^2 - (V_o - V_{rec})^2}}{Z_r} \quad (2.11)$$

Nestas curvas pode-se notar a dependência do estresse de corrente com a escolha do valor de V_{sw} .

As principais formas de onda que exprimem o comportamento do circuito simplificado a partir das equações diferenciais apresentadas nas equações 2.1 a 2.7, são apresentadas na Fig. 2.15. Nestas formas de onda pode-se notar que a corrente I_d não permanece constante. Conseqüentemente, os pulsos de corrente também têm amplitude variável. Posteriormente será apresentado estudo para controle desta corrente.

Os parâmetros utilizados na simulação das curvas de $I_d(t)$, $i_s(t)$, $v_{C_r}(t)$ e $v_{S_w}(t)$, da Fig. 2.15 são descritos na Tab. 2.1.

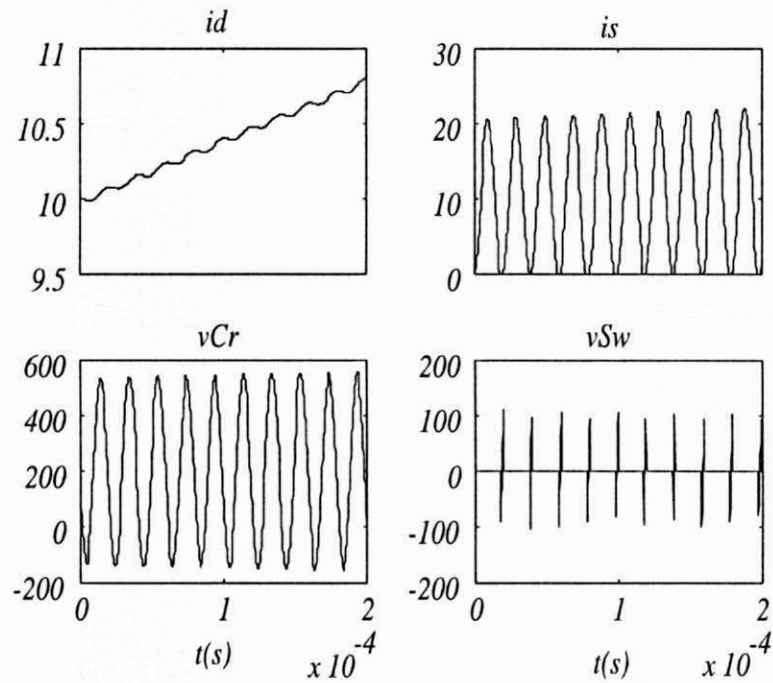


Figura 2.15: SRDCLC - Resultado de simulação do circuito simplificado.

Tempo de simulação = $0,2ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Máxima Tensão de Entrada = $300V$	$V_{swt} = 100V$
$C_r = 0,1\mu F$	$L_r = 0,1mH$
$L_d = 50mH$	$C_0 = 125\mu F$
$R_0 = 10\Omega$	$I_d = 10A$

Tabela 2.1: SRDCL - Parâmetros da simulação.

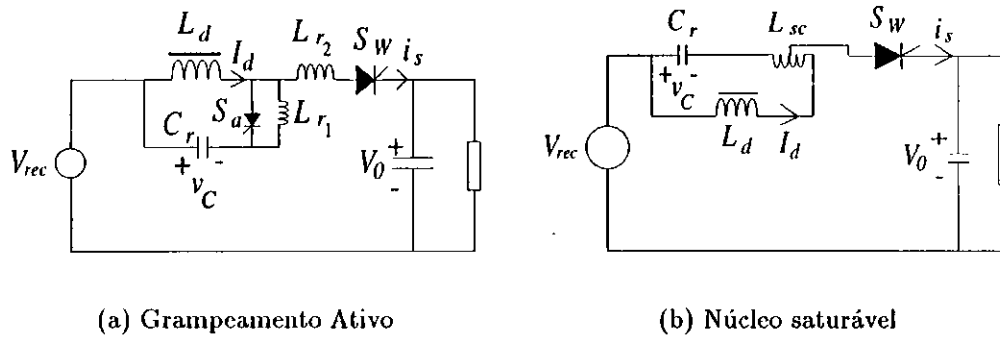


Figura 2.16: Conversores com pulsos grampeados de corrente ressonante- Circuito simplificado.

2.3.2 Conversor com pulsos ressonantes grampeados

Com o intuito de limitar o pico de corrente, a maior desvantagem dos conversores com pulsos ressonantes, técnicas de grampeamento foram introduzidas nos circuitos ressonantes, gerando circuitos com grampeamento ativo (*ACSRDCL*) e com grampeamento com núcleo saturável (*SRDCLSC*), como mostram as Fig. 2.16 (a) e (b).

Nessas topologias, o grampeamento ocorre pelo aumento da impedância $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ durante a oscilação do pulso de corrente.

No circuito da Fig. 2.16(a), considere-se o momento após o disparo de S_w . Como a corrente em S_w cresce lentamente, o interruptor S_a conduz a diferença $I_d - i_s$. Quando a corrente $i_s(t)$, partindo de zero (interruptores principais bloqueados), atinge a corrente de polarização I_d , a corrente no interruptor auxiliar atinge zero e o mesmo é naturalmente bloqueado. Neste instante é introduzida no circuito da oscilação a indutância L_{r1} que aumenta a impedância no caminho de $i_s(t)$ para $Z_c = \sqrt{\frac{L_{r1} + L_{r2}}{C_r}}$, $Z_c > Z_r$. Para este circuito, o pico da corrente i_s pode ser limitado em aproximadamente 1,2 a 1,3 vezes a corrente de polarização I_d pela relação $\frac{Z_c}{Z_r}$ (Castanheira et al., 1994). Os circuitos equivalentes para as etapas de funcionamento do circuito da Fig. 2.16(a) são apresentados nas Fig. 2.17. As formas de onda que descrevem o comportamento do circuito para $i_s(t)$, $v_{C_r}(t)$ e $V_{s_w}(t)$ são mostradas na Fig. 2.18, onde na etapa 2 ocorre o grampeamento da corrente $i_s(t)$.

No circuito da Fig. 2.16(b) (Abeyratne et al., 1996) não são introduzidos dispositivos auxiliares, mas a indutância L_r é substituída por um reator saturável, L_{sc} . As

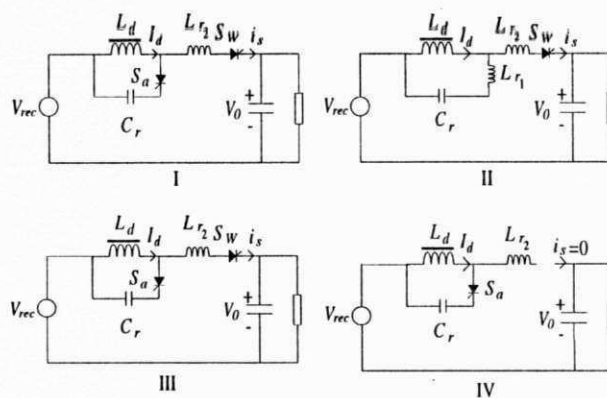


Figura 2.17: Etapas de operação para o circuito com grampeamento ativo.

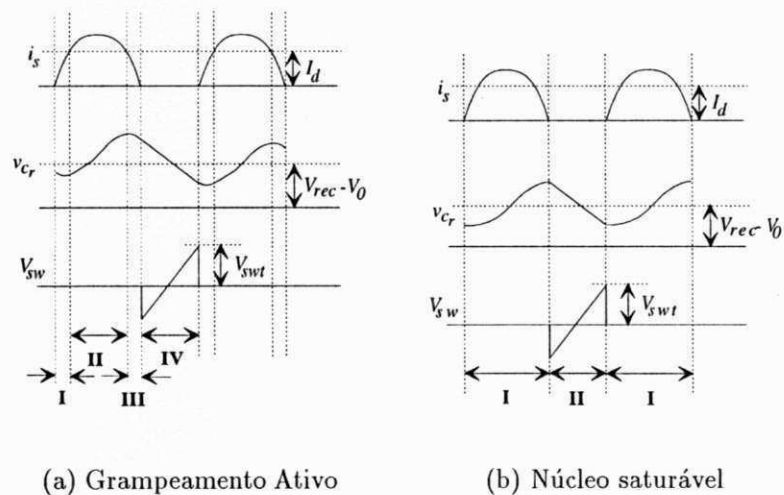


Figura 2.18: Formas de onda de funcionamento do circuito simplificado.

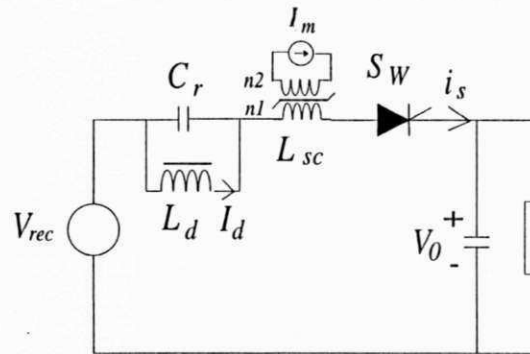


Figura 2.19: Circuito básico do grampeador de pulso de corrente.

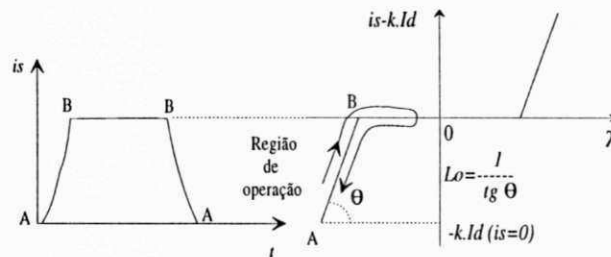


Figura 2.20: Curva idealizada do reator saturável (λ vs i).

fases de funcionamento e as formas de onda são semelhantes às do *SRDCL*, exceto a forma de onda da corrente $i_s(t)$ que tem sua amplitude máxima limitada. Para ilustrar o princípio, na Fig. 2.19 é apresentado o circuito simplificado do conversor *SRDCL* com o reator saturável polarizado no seu secundário por uma corrente I_m numa região de saturação. O reator possui uma razão entre espiras de $k = \frac{n_1}{n_2}$.

As correntes que circulam nos enrolamentos do reator são tais que o fluxo resultante no seu núcleo é produzido pela diferença entre as correntes $(i_s - I_m)$. Na curva das correntes magnetizantes contra o fluxo idealizado no núcleo do reator (Fig. 2.20), a inclinação na região saturada corresponde à indutância ressonante L_r ($L_r = \frac{1}{\text{tg } \theta}$) e na região não saturada esta indutância assume valores muito elevados.

A corrente $I_m = k \cdot I_d$ polariza o núcleo do reator saturável numa direção negativa (ponto A na curva λ vs i). Quando o tiristor S_w é disparado, a corrente i_s começa a crescer e o fluxo movimenta-se do ponto de polarização "A" na região saturada para uma região não saturada de elevada indutância nas vizinhanças do ponto "B", onde a corrente permanece quase constante devido à elevada indutância e retorna a zero

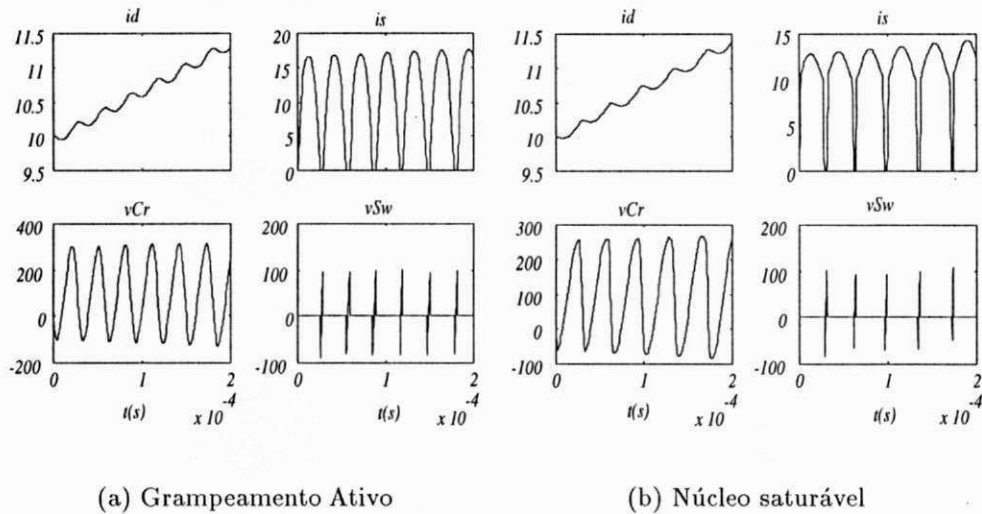


Figura 2.21: Pulsos ressonantes grampeados - Curvas do circuito simplificado.

novamente no ponto "A". A forma de onda da corrente correspondente é mostrada na mesma figura. O nível de grampeamento é automaticamente ajustado pela corrente de carga, pois I_d varia na proporção da corrente média na carga. Os valores preferidos para k ficam em torno de 2 (Murai et al., 1991).

As etapas de operação para estes circuitos são semelhantes às do conversor *SRDCL*. Entretanto, durante o período de ressonância, a indutância de ressonância aumenta, fazendo com que o pico de corrente seja reduzido, de maneira tão linear quanto a curva λ vs i do reator, com o aumento da corrente de carga.

As principais formas de onda que exprimem o funcionamento do circuito simplificado são apresentadas na Fig. 2.21. Os parâmetros para a obtenção das curvas da Fig. 2.21 estão descritos nas Tab. 2.2 e 2.3. Novamente pode-se notar o crescimento da corrente de polarização, I_d , desestabilizando a operação do circuito de grampeamento. Este último porém, consegue manter o grampeamento da corrente I_d dentro dos limites especificados para cada caso.

Tempo de simulação = $0,2ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão Máxima de Entrada = $300V$	$V_{swt} = 100V$
$C_r = 145nF$	$L_r = 22,7\mu H$
$L_d = 14mH$	$L_c = 481\mu H$
$R = 20\Omega$	$C_o = 25\mu F$
$I_d = 10A$	—

Tabela 2.2: ACSRDCL - Parâmetros da simulação.

Tempo de simulação = $0,2ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão Máxima de Entrada = $300V$	$V_{swt} = 100V$
$C_r = 200\mu F$	$L_{ri} = 0,1mH$
$L_d = 14mH$	$C_o = 25\mu F$
$R = 20\Omega$	$I_d = 10A$
$k = 2$ (reator saturável)	—

Tabela 2.3: SRDCLSC - Parâmetros da simulação.

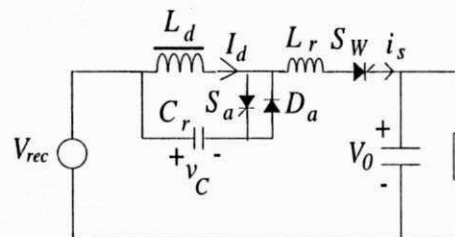


Figura 2.22: PWM-SRDCLC - Circuito Simplificado.

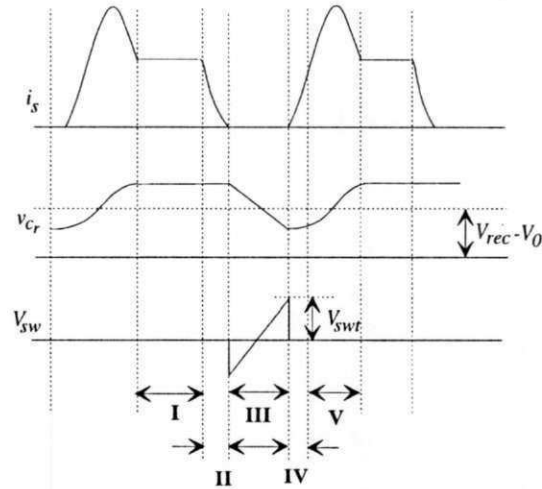


Figura 2.24: Curvas de funcionamento do circuito simplificado.

as chaves principais do conversor abrem.

Etapa III: o capacitor C_r carrega linearmente e o circuito de comando “espera” que a tensão sobre as chaves do conversor atinja um valor especificado como V_{swt} , para então serem novamente disparadas.

Etapa IV: com o disparo de S_w , a corrente é desviada gradativamente para o barramento, de forma ressonante. Quando a corrente no barramento se iguala a I_d , a corrente na chave auxiliar é nula e esta é desligada de forma não dissipativa.

Etapa V: a tensão remanescente no capacitor C , polariza o diodo D_a , criando um pico de corrente que passa pela indutância de ressonância L_r e é levado à carga. Este pico caracteriza a principal desvantagem deste circuito. Quando a corrente atinge novamente o valor I_d , começa um novo ciclo de operação.

A Fig. 2.24 apresenta as formas de onda referentes a cada etapa de funcionamento, para a corrente no barramento CC , i_s , tensão no capacitor C_r , v_{C_r} e tensão sobre os interruptores principais, v_{S_w} .

Considerando o circuito simplificado, na Fig. 2.25 são apresentados os principais resultados da simulação digital. Os parâmetros para a obtenção das curvas desta figura são descritos na Tab. 2.4:

Com a técnica *PWM* aplicada a esta topologia os pulsos de corrente possuem um

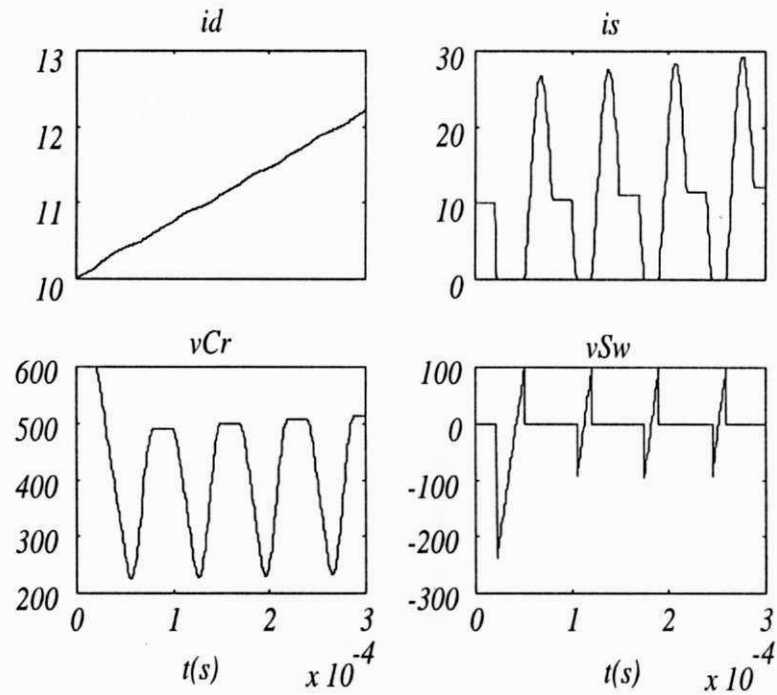


Figura 2.25: PWM-SRDCLC - Curvas do circuito simplificado.

Tempo de Simulação = $0,3ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão máxima de entrada = $300V$	Tensão na carga = $100V$
$C_r = 0,9\mu F$	$L_r = 60mH$
$R_0 = 10\Omega$	$C_0 = 125\mu F$
$L_d = 50mH$	$V_{swt} = 100$

Tabela 2.4: PWM - SRDCL - Parâmetros da simulação.

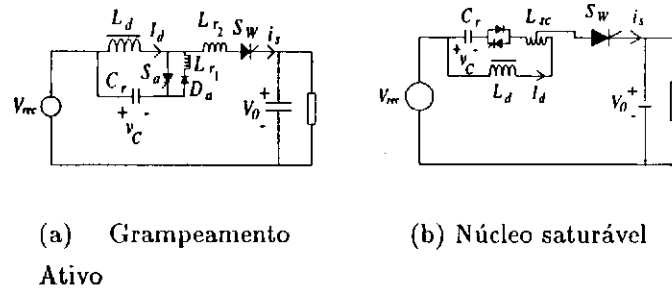


Figura 2.26: PWM - SRDCL grampeados - Circuitos simplificados.

degrau onde a corrente no barramento CC é igual à corrente de polarização por um tempo determinado pelo circuito de comando. A corrente I_d ainda cresce fortemente. Técnicas de controle apropriadas, apresentadas posteriormente neste trabalho, possibilitam o controle desta corrente em uma faixa de valores desejados.

A largura do entalhe na corrente do barramento CC é mantida quase constante, dependendo somente da tensão de excitação (tensão de entrada - tensão de saída) que é praticamente constante, e da tensão sobre o capacitor C_r , pois a carga do mesmo ocorre até que a tensão sobre os interruptores principais do conversor atinja o valor V_{swt} determinado. Portanto, a operação a frequência fixa não se aplica para esta topologia.

A operação dos conversores $PWM - SRDCLC$ com potências elevadas permanece limitado como nos conversores $SRDCLC$, pois os estresses de tensão e corrente nos interruptores continuam elevados.

2.3.4 Conversor PWM com pulsos grampeados ressonantes

O conversores $PWM - ACSRDCL$ (Fig. 2.26(a)) e $PWM - SRDCLSC$ (Abeyratne et al., 1996)(Fig. 2.26(b)) podem ser obtidos a partir das topologias de corrente ressonante grampeada ($ACSRDCL$ e $SRDCLSC$). Além de manter as vantagens dos conversores $SRDCLC$, possibilitam o sincronismo com técnicas PWM , e tem-se a possibilidade de limitar os picos de corrente.

As etapas de operação se assemelham às dos conversores grampeados com corrente ressonante. Durante a oscilação (retorno da corrente ao barramento CC), a indutância do reator saturável aumenta da mesma maneira como indicado na versão deste circuito sem a introdução do PWM , limitando com isto o pico da corrente de oscilação em

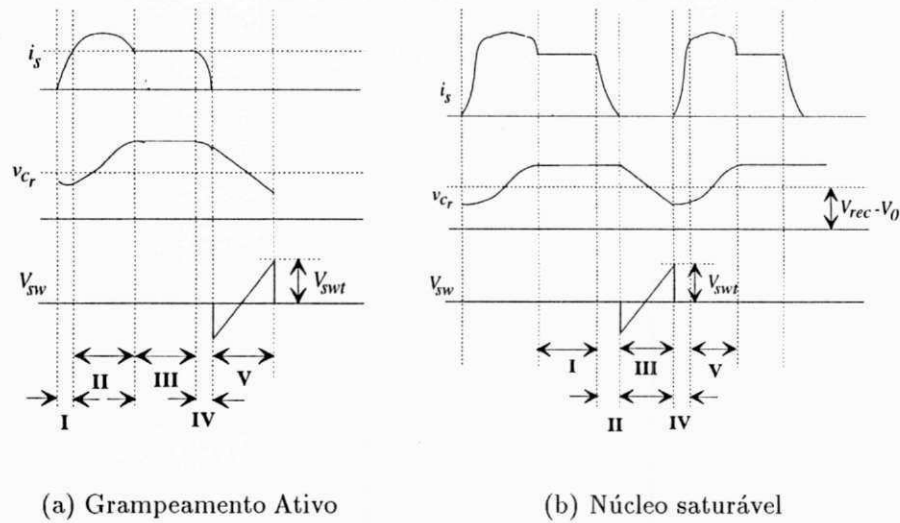


Figura 2.27: Formas de onda de funcionamento dos circuitos simplificados com grampeamento.

$k \cdot I_d$ (k - fator de limitação, I_d - corrente de polarização). A Fig. 2.27 apresenta as etapas de funcionamento do circuito simplificado para os dois tipos de conversores com grampeamento.

As mesmas discussões feitas com os conversores *SRDCL* grampeados aplicam-se aos conversores *PWM* observando-se que neste caso uma melhor síntese de formas de onda senoidais é possível.

As alterações efetuadas nos conversores *ACSRDCL* e *SRDCLSC* implicam respectivamente na adição de um diodo para a primeira estrutura e uma chave bidirecional na segunda, respectivamente. O aumento do custo desses conversores, implicando nesse caso também no aumento da complexidade do controle, é compensado com o aumento do controle sobre as formas de onda senoidais a serem sintetizadas.

Os resultados de simulação digital para as principais formas de onda dos circuitos simplificados são mostrados na Fig. 2.28, e os parâmetros para obtenção das curvas descritos nas Tab. 2.5 e 2.6.

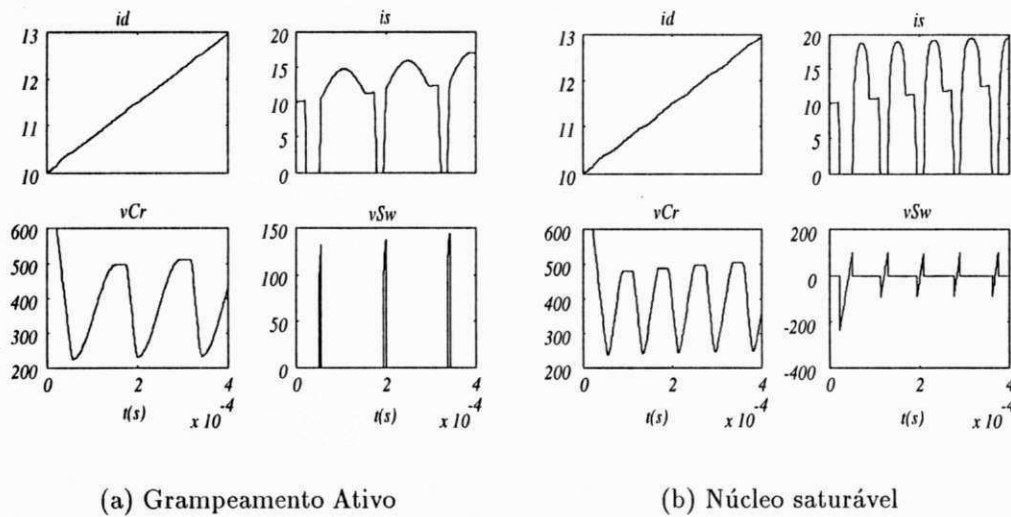


Figura 2.28: PWM-SRDCL com grampeamento dos pulsos de corrente ressonante.

Tempo de Simulação = $0,4ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão máxima de entrada = $300V$	Tensão na carga = $100V$
$C_r = 0,9\mu F$	$L_{r1} = 1mH$
$R_0 = 10\Omega$	$L_{r2} = 60\mu H$
$C_0 = 125\mu F$	$V_{swt} = 100V$
$L_d = 50mH$	

Tabela 2.5: PWM - ACSRDC - Parâmetros da simulação.

Tempo de Simulação = $0,4ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão máxima de entrada = $300V$	Tensão na carga = $100V$
$C_r = 0,9\mu F$	$L_{sc} = 60\mu H$
$R_0 = 10\Omega$	$C_0 = 125\mu F$
$L_d = 50mH$	$V_{swt} = 100V$

Tabela 2.6: PWM - SRDCLSC - Parâmetros da simulação.

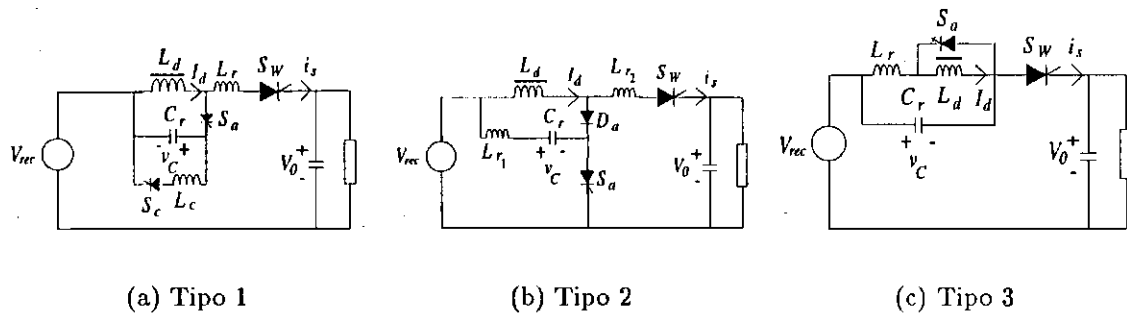


Figura 2.29: QOQ-IC - Circuitos simplificados.

2.3.5 Conversor *PWM* com corrente quase quadrada - entalhe de largura constante

Os conversores com corrente quase quadrada e entalhe com intervalo constante (*QOQ-IC*) têm uma ampla faixa ajustável do pulso de corrente. A ressonância no pulso de corrente ($i_s(t)$) ocorre apenas nas transições e o valor máximo do pulso é sempre mantido igual ou próximo ao valor da corrente de polarização do barramento CC , I_d . Assim o estresse devido aos picos de corrente das topologias estudadas é menor do que nas outras estruturas e a corrente nominal para dimensionamento dos dispositivos é reduzida.

Nos circuitos apresentados na Fig. 2.29, os circuitos tipo (1) e (2) permitem o sincronismo com sinais externos *PWM* para a síntese de formas de onda senoidais. O circuito tipo (3) realiza essa síntese imprimindo elevada frequência no ciclo da corrente no barramento, diferenciando-se também por comutar os interruptores principais a tensão nula ao invés de corrente nula como nos demais tipos.

Circuito Tipo 1 - Descrição de funcionamento

Etapa I: supondo inicialmente que uma corrente I_d está fluindo no indutor ressonante L_r , e na chave S_w até a carga e que o capacitor C_r está carregado com a polaridade indicada na Fig. 2.30 etapa I, com a tensão V_f .

O circuito permanece na etapa I até que o sinal de comando imponha uma mudança. As etapas I e III são intervalos de tempo para controle da largura do pulso (corrente $i_s(t)$ do barramento CC) pelo controle *PWM*.

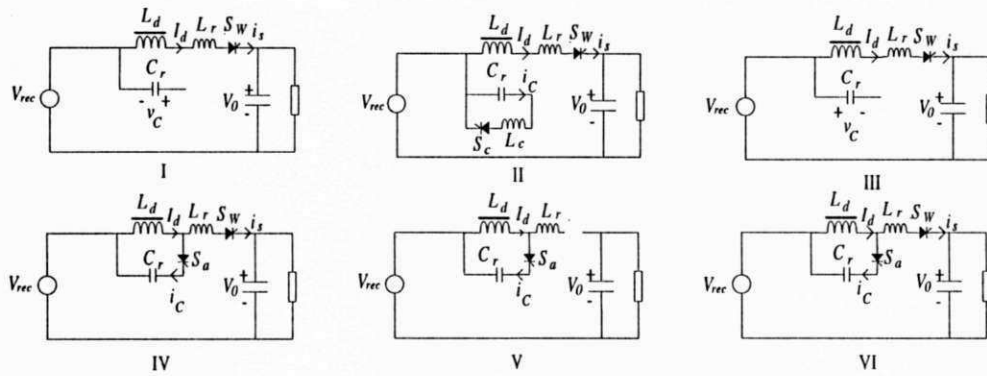


Figura 2.30: QOQ-IC Tipo 1 - Etapas de operação.

Etapa II: nesta etapa ocorre a inversão da polaridade da tensão no capacitor com o disparo da chave S_c , necessária para a polarização da chave auxiliar S_a que irá promover a anulação da corrente no barramento. A tensão do capacitor no final desse intervalo é $(-V_f)$.

$$i_c(t) = -\frac{V_f}{\omega_c \cdot L_c} \text{sen}(\omega_c \cdot t) \quad (2.12)$$

$$i_{L_c}(t) = \frac{V_f}{\omega_c \cdot L_c} \text{sen}(\omega_c \cdot t) \quad (2.13)$$

$$v_{C_r}(t) = V_f \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \quad (2.14)$$

onde, $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c \cdot C_r}}$

Etapa IV: a chave S_a é ligada, desde que a tensão sobre o capacitor $V_f > (V_{rec} - V_0)$, levando a corrente do barramento CC a ser anulada desviando-a para o capacitor C_r .

$$i_c(t) = \frac{V_f - V_p}{\omega_c \cdot L_c} \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (2.15)$$

$$i_s(t) = I_d - \frac{V_f - (V_{rec} - V_0)}{Z_r} \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (2.16)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_p - (V_f - V_p) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \quad (2.17)$$

onde, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$, $V_p = V_{rec} - V_0$ e $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$.

Da Eq. 2.15 a chave S_a irá conduzir somente se a tensão $V_f > V_p$.

Etapa V: o capacitor é carregado linearmente de forma a polarizar positivamente até que a tensão sobre as chaves do retificador e/ou inversor atinja o valor limite V_{swt} , quando então o circuito ressonante é novamente excitado.

$$i_c(t) = I_d \quad (2.18)$$

$$i_s(t) = 0 \quad (2.19)$$

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_d}{C_r}t - V_p - \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r \cdot I_d)^2} \quad (2.20)$$

A tensão sobre os interruptores representados por S_w é dada por:

$$V_{rec} = -v_{C_r} + v_{S_w} + V_0$$

$$v_{S_w} = V_p + v_{C_r}$$

$$v_{S_w}(t) = \frac{I_d}{C_r}t - \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r \cdot I_d)^2} \quad (2.21)$$

Logo, o tempo de aplicação da tensão reversa sobre os interruptores principais é dado pela Eq. 2.21 até que a tensão seja nula.

$$t_0 = \frac{C_r}{I_d} \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r \cdot I_d)^2} > t_q \quad (2.22)$$

Quando a tensão no capacitor C_r atinge o valor desejado, a tensão reversa aplicada sobre a chave S_a garante o seu bloqueio quando os interruptores principais forem ligados.

Etapa VI: a corrente retorna de forma ressonante ao barramento CC e, em seguida, a chave S_a é desligada quando a corrente pela mesma chega a zero.

$$i_c(t) = -\frac{V_p + V_c}{Z_r} \text{sen}(\omega_r \cdot t) + I_d \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t) \quad (2.23)$$

$$i_s(t) = I_d + \frac{V_p + V_c}{Z_r} \text{sen}(\omega_r \cdot t) - I_d \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t) \quad (2.24)$$

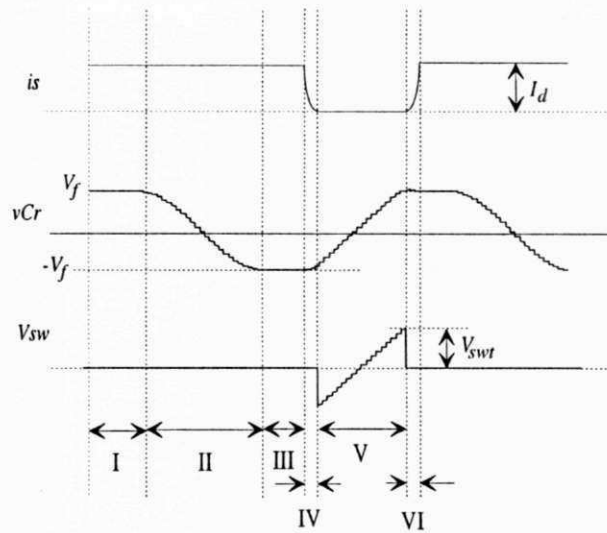


Figura 2.31: CZCI Tipo 1 - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.

$$v_{Cr}(t) = Z_r \cdot I_d \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + (V_p + V_c) \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t) - V_p \quad (2.25)$$

A Fig. 2.31 apresenta como as etapas de funcionamento afetam as principais formas de onda obtidas com a simulação.

Deve-se notar que a adição de circuitos auxiliares para realizar a comutação suave só é conveniente se as perdas adicionais forem menores que as perdas nas chaves principais. Portanto equações adequadas de projeto são necessárias para o correto dimensionamento desses circuitos. Assim algumas curvas de projeto podem ser obtidas de forma a facilitar e colaborar para a escolha mais adequada dos componentes para o sistema em questão. As equações para os cálculos do capacitor C_r , indutor L_r , energia W no capacitor antes do entalhe na corrente e tempo t_0 de aplicação de tensão reversa sobre as chaves principais obtidas a partir das equações dos diversos estados de funcionamento do circuito são,

$$\frac{C_r}{C_N} = \frac{1}{\sqrt{\left[\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k \right)^2 + x^2} - 2 \left(\frac{V_p}{V_{rec}} \right) \right]^2 - x^2}} \quad (2.26)$$

Tempo de Simulação = 0,2ms	Passo de Cálculo = 0,1μs
Tensão máxima de entrada = 300V	Tensão na carga = 200V
$C_r = 14,5\mu F$	$L_r = 22,7\mu H$
$L_d = 50mH$	$L_c = 481\mu H$
—	$V_{swt} = 10$

Tabela 2.7: CZCI Tipo 1 - Parâmetros da simulação.

$$\frac{L_r}{L_N} = \frac{x^2}{\sqrt{\left[\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 + x^2} - 2\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)\right]^2 - x^2}} \quad (2.27)$$

$$\frac{W}{V_{rec} \cdot I_d \cdot t_q} = \frac{1}{2} \frac{\left[\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 + x^2} - \left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)\right]^2}{\sqrt{\left[\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 + x^2} - 2\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)\right]^2 - x^2}} \quad (2.28)$$

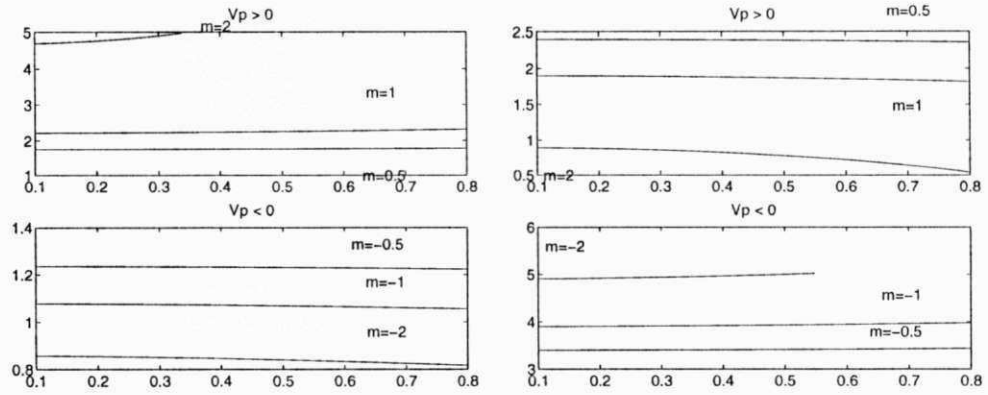
$$\frac{t_0}{T_N} = \sqrt{\left[\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 + x^2} - 2\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)\right]^2 - x^2} \quad (2.29)$$

onde $x = \frac{Z_r \cdot I_d}{V_{rec}}$, $k = \frac{V_c}{V_{rec}}$, V_c é a tensão no capacitor antes da corrente no barramento ser anulada, $C_N = \frac{I_d \cdot t_q}{V_{rec}}$, $L_N = \frac{V_d \cdot t_q}{I_d}$, $T_N = \frac{V_d}{I_d} C_r$.

Na Fig. 2.32, são apresentados os gráficos normalizados, obtidos a partir das Eq. 2.26 a 2.29, para diversos valores de $m = \frac{V_p}{V_{rec}}$.

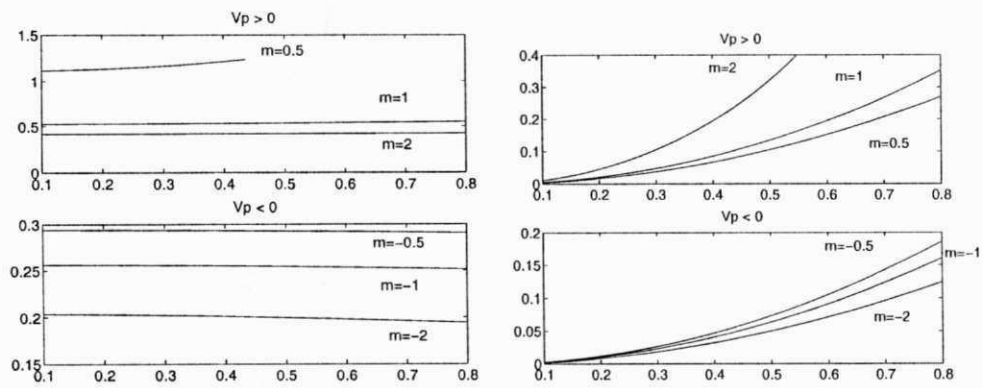
As curvas normalizadas determinam a melhor faixa de funcionamento do circuito, ou seja, menor estresse nos interruptores com a determinação dos componentes ressonantes que se adequam à faixa escolhida. Posteriormente um exemplo de projeto de um conversor com corrente pulsada no barramento CC mostra a aplicação das curvas de projeto na determinação dos componentes de acordo com as características desejadas.

As curvas para simulação do circuito apresentado na Fig. 2.29(a) (Abeyratne, Lipo, Murai, & Horikawa, 1994) são apresentadas na Fig. 2.33. Nenhuma estratégia de controle é adotada, tendo como resultado um aumento da corrente de polarização do barramento CC , I_d . Os parâmetros da simulação são apresentados na Tab. 2.7.



(a) $\frac{C}{C_N}$ versus x

(b) $\frac{L}{L_N}$ versus x



(c) $\frac{W}{V_{rec} \cdot I_d \cdot I_q}$ versus x

(d) $\frac{i_a}{I_N}$ versus x

Figura.2.32: Curvas normalizadas de projeto.

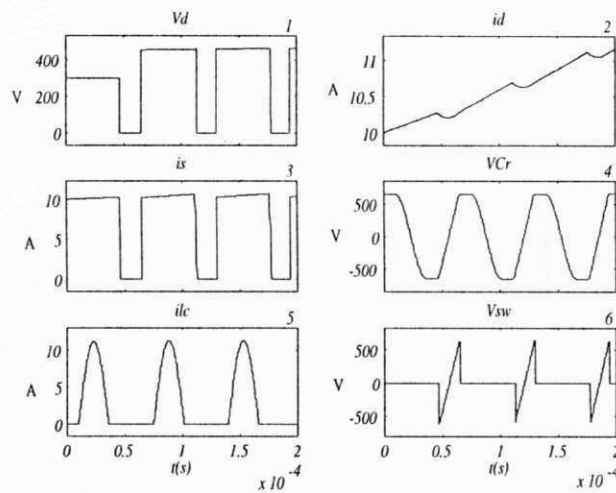


Figura 2.33: CZCI Tipo 1 - Curvas de simulação.

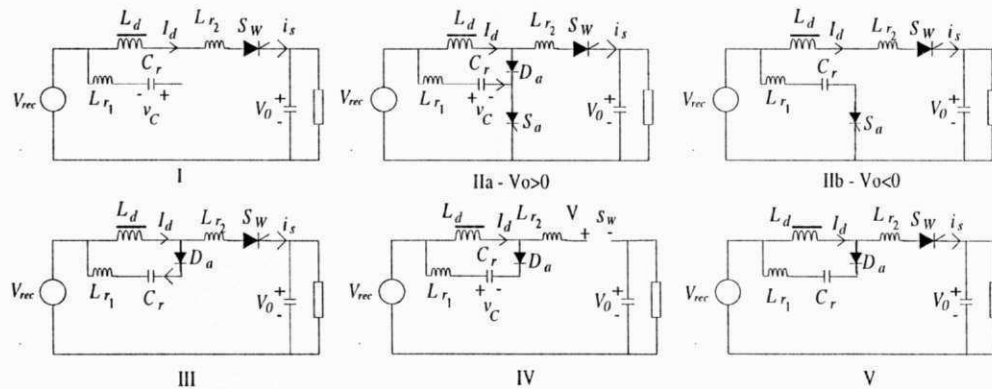


Figura 2.34: QOQ-IC Tipo 2 - Etapas de operação.

O gráfico de $i_s(t)$ mostra que a corrente no barramento CC tem como limite a corrente de polarização deste barramento, I_d . O interruptor auxiliar S_c sofre estresse de corrente que depende da tensão inicial no capacitor C_r .

$$i_{LC_{pico}} = \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} v_{C_r}(0) \quad (2.30)$$

Circuito Tipo 2 - Descrição de funcionamento

Etapa I: a tensão no capacitor C_r está grampeada e com a polaridade indicada, a corrente I_d percorre a carga.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= 0 \\
 \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_d + L_{02}} (V_{rec} - V_0) \\
 \frac{di_s(t)}{dt} &= \frac{di_d(t)}{dt} \\
 \frac{dv_{c_r}(t)}{dt} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Quando decorrido o intervalo de tempo calculado pelo comando do *PWM*, a chave auxiliar S_a é ligada, pois a tensão do capacitor garante sua polarização direta. A corrente que circula pela chave auxiliar é denominada i_A .

Etapa II: pode-se ter duas situações: 1) $V_o > 0$ - que força a condução do diodo D_a , sendo IIa a etapa que segue a etapa I. A etapa IIa pode, ainda, ser dividida em dois modos auxiliares a serem examinados mais adiante; 2) $V_o < 0$ - que impede a condução do diodo D_a , e a tensão no capacitor é revertida, entrando o circuito na etapa IIb.

Etapa IIa - As equações que descrevem esta etapa são:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{01}} (V_{rec} - v_{C_r}(t)) \\
 \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_d} V_{rec} \\
 \frac{di_s(t)}{dt} &= -\frac{1}{L_{02}} V_0 \\
 \frac{dv_{c_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_r} i_{L_{01}}(t)
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Etapa IIb - As equações que descrevem esta etapa são:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{01}} (V_{rec} - v_{C_r}(t)) \\
 \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_d + L_{02}} (V_{rec} - V_0) \\
 \frac{di_s(t)}{dt} &= \frac{di_d(t)}{dt} \\
 \frac{dv_{c_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_r} i_{L_{01}}(t)
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Etapa III: a tensão em C_r garante a condução do diodo D_a , fazendo com que a corrente nas chaves principais sejam anuladas (entalhe de corrente).

$$\begin{aligned}\frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{01}} (V_{rec} - V_0 - v_{C_r}(t) - L_{02} \cdot i_s(t)) \\ \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_d} (V_{rec} - V_0 - L_{02} \cdot i_s(t)) \\ \frac{di_s(t)}{dt} &= \frac{1}{1 + \frac{L_{02}}{L_d} + \frac{L_{02}}{L_{01}}} \left(\frac{V_{rec} - V_0}{L_d} + \frac{V_{rec} - V_0 - v_{C_r}(t)}{L_{01}} \right) \\ \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_r} i_{L_{01}}(t)\end{aligned}\quad (2.34)$$

Etapa IV: o circuito de controle "aguarda" que a tensão sobre as chaves do retificador e/ou inversor chegue ao valor desejado (V_{swt}), para então efetuar sua comutação.

$$\begin{aligned}\frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= -\frac{1}{L_d + L_{01}} v_{C_r}(t) \\ \frac{di_d(t)}{dt} &= -\frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} \\ \frac{di_s(t)}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_r} i_{L_{01}}(t)\end{aligned}\quad (2.35)$$

Etapa V: quando as chaves do retificador e/ou inversor são novamente ligadas a corrente I_d passa a alimentar a carga (Eq. 2.34). Quando a corrente no barramento ($i_s(t)$) atinge I_d , o diodo cessa sua condução começando um novo ciclo a partir da fase I.

Associado à etapa II, com $V_0 > 0$, podem ocorrer ainda duas situações (Fig. 2.35):

1. $i_s(t) = 0$ antes que $i_A(t) = 0$: a corrente no diodo é igual a I_d , mas a corrente no capacitor é menor que I_d . Quando a corrente no capacitor atinge I_d a chave auxiliar S_a é desligada e o circuito entra na etapa III.

$$\begin{aligned}\frac{di_{L_{01}}(t)}{dt} &= \frac{1}{L_{01}} (V_{rec} - v_{C_r}(t)) \\ \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L_d} V_{rec}\end{aligned}\quad (2.36)$$

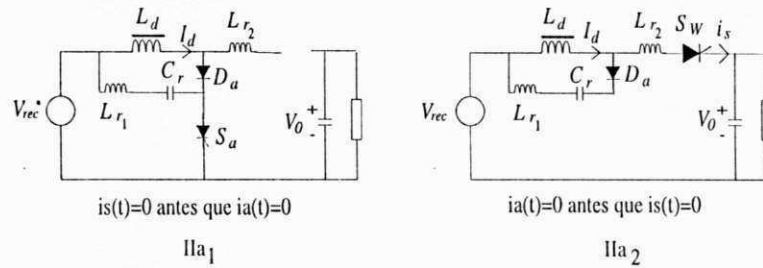


Figura 2.35: QOQ - IC Tipo 2 - Etapas complementares.

Tempo de Simulação = 0,1ms	Passo de Cálculo = 0,1μs
Tensão máxima de entrada = 100V	Tensão na carga = 90V
$C_r = 0,5\mu F$	$L_{r1} = 0,1mH$
$L_{r2} = 22\mu H$	$I_d = 5A$
$L_d = 50mH$	$V_{swt} = 300V$

Tabela 2.8: CZCI tipo 2 - Parâmetros da simulação.

$$\frac{di_s(t)}{dt} = 0$$

$$\frac{dv_{cr}(t)}{dt} = \frac{1}{C_r} i_{L_{o1}}(t)$$

- $i_A(t) = 0$ antes que $i_s(t) = 0$: Se esta condição for atingida o circuito entra na etapa III imediatamente e o capacitor C_r é carregado até que a corrente $i_s(t)$ seja anulada (Eq. 2.34).

As curvas que descrevem as etapas de funcionamento para a corrente no barramento CC , $i_s(t)$, corrente e tensão no capacitor C_r , $i_o(t)$ e $v_{cr}(t)$, respectivamente e a tensão sobre os interruptores principais, V_{sw} são apresentadas na Fig. 2.36. Nestas curvas considere-se que a tensão de saída, V_o , é positiva.

Os resultados de simulação do circuito da Fig. 2.29(b)(da Silva, 1995) são apresentados na Fig. 2.37. Nenhuma estratégia de controle é adotada, tendo como resultado um aumento da corrente de polarização do barramento CC , I_d . Os parâmetros da simulação são apresentados na Tab. 2.8.

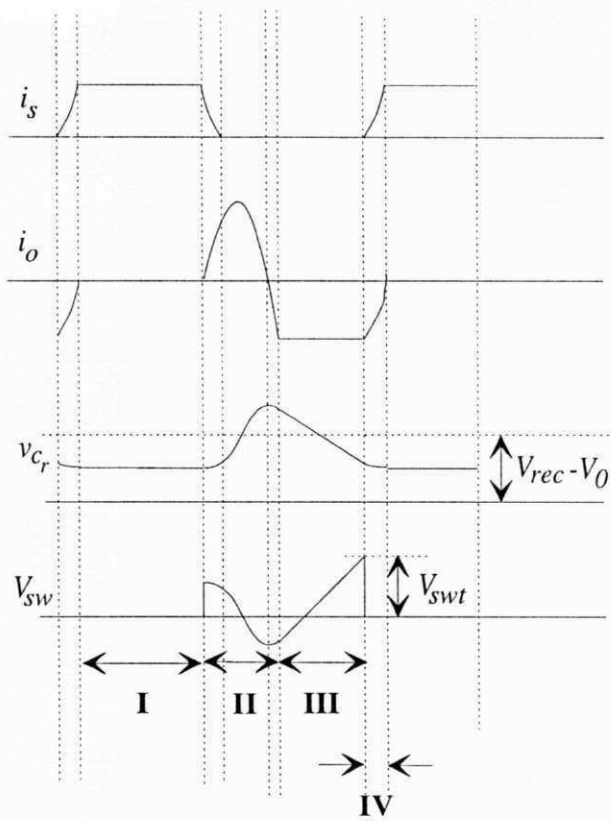


Figura 2.36: CZCI Tipo 2 - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.

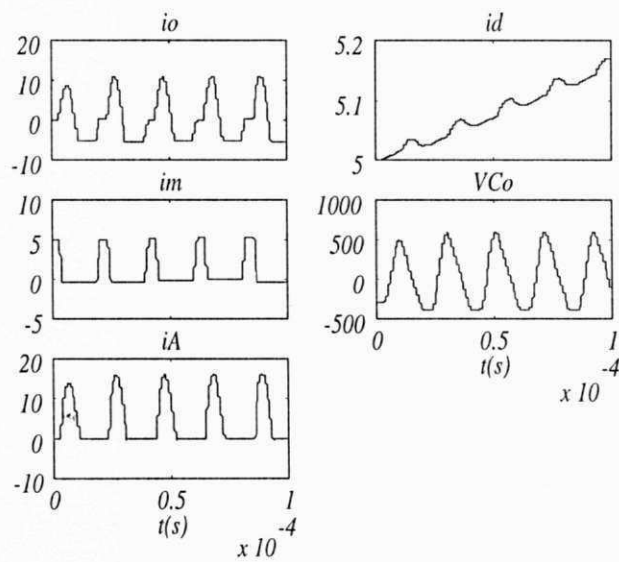


Figura 2.37: CZCI Tipo 2 - Curvas de simulação.

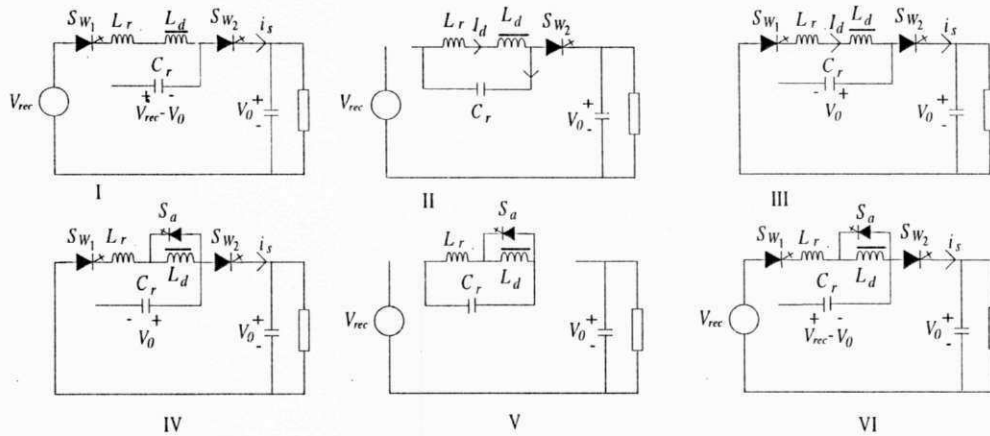


Figura 2.38: QOQ-IC Tipo 3 - Etapas de operação.

O gráfico de $i_A(t)$ na simulação do circuito simplificado demonstra que os interruptores auxiliares sofrem de estresse de corrente em relação à corrente do barramento CC , I_d . A corrente nos interruptores principais é limitada à corrente de polarização, I_d , conforme mostra o gráfico de $i_s(t)$.

Circuito Tipo 3 - Descrição de funcionamento

Etapa I: Suponha-se, inicialmente, que o capacitor C_r está carregado com a tensão $V_{rec} - V_o$ conforme indica a Fig. 2.38 fase I. A corrente nos indutores L_r e L_d cresce lentamente, devido à elevada indutância L_d , até atingir o limite superior definido de corrente.

$$I_d(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{L_d + L_r} t + I_{d_{min}} \quad (2.37)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (2.38)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{rec} - V_0 \quad (2.39)$$

Etapa II: Neste instante a chave S_{W_1} é desligada e o capacitor é descarregado linearmente com a corrente I_d .

$$I_d(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{Z_{rd}} \text{sen}(\omega_{rd}t) + I_{d_{max}} \text{cos}(\omega_{rd}t) \quad (2.40)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (2.41)$$

$$v_{C_r}(t) = -Z_{rd}I_{d_{max}} \cdot \text{sen}(\omega_{rd}t) + (V_{rec} - V_0) \cos(\omega_{rd}t) \quad (2.42)$$

$$\text{onde } Z_{rd} = \sqrt{\frac{L_d + L_r}{C_r}} \text{ e } \omega_{rd} = \frac{1}{\sqrt{(L_d + L_r)C_r}}.$$

Quando a tensão nos terminais do capacitor atinge $-V_0$, a chave S_{W_1} é novamente ligada com tensão nula em seus terminais, curto-circuitando um braço do inversor.

Etapa III: a corrente I_d decresce, pois a tensão do capacitor ($v_{C_r} = -V_0$) é aplicada sobre os indutores L_r e L_d .

$$I_d(t) = -\frac{V_0}{L_d + L_r}t + I_{d_{max}} \quad (2.43)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (2.44)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \quad (2.45)$$

Etapa IV: Quando a corrente I_d atinge o limite inferior definido de corrente a chave auxiliar, S_a , é acionada. Neste instante (etapa IV) a tensão de saída, V_0 , é aplicada sobre o indutor L_r , fazendo com que a corrente neste indutor seja abruptamente reduzida.

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (2.46)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_0}{L_r}t + I_{d_{min}} \quad (2.47)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \quad (2.48)$$

Quando a corrente em L_r atinge o valor I_{COM} , as chaves S_{W_1} e S_{W_2} são desligadas com tensão nula em seus terminais. O valor I_{COM} garante que o estresse de tensão nas chaves principais (S_{W_1} e S_{W_2}) durante a oscilação que se segue, tenha valor máximo de V_{rec} .

Prova 2.3.1 *Pelo princípio da conservação da energia, a energia no final da etapa (4), em $t = t_5$, é igual à energia máxima no capacitor C_r ou no indutor L_r :*

$$\frac{1}{2}C_r \cdot V_{C_r \text{ pico}}^2 = \frac{1}{2}C_r \cdot v_{C_r}(t_5)^2 + \frac{1}{2}L_r \cdot i_{L_r}^2(t_5) \quad (2.49)$$

ou

$$\frac{1}{2}I_{L_r \text{ pico}}^2 = \frac{1}{2}C_r \cdot v_{C_r}(t_5)^2 + \frac{1}{2}L_r \cdot i_{L_r}^2(t_5) \quad (2.50)$$

Se quisermos que $V_{C_r\text{pico}} = V_{rec}$, devemos definir I_{COM} como,

$$I_{COM} = \frac{1}{Z_r} \sqrt{V_{rec}^2 - V_0^2} \quad (2.51)$$

onde, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$.

Como $v_{C_r}(t_5) = -V_0$ e $i_{L_r}(t_5) = I_{COM}$, logo,

$$C_r \cdot V_{C_r\text{pico}}^2 = C_r \cdot (-V_0)^2 + L_r \left(\frac{1}{Z_r} \sqrt{V_{rec}^2 - V_0^2} \right)^2 \quad (2.52)$$

$$V_{C_r\text{pico}}^2 = (-V_0)^2 + V_{rec}^2 - V_0^2$$

$$V_{C_r\text{pico}} = V_{rec}$$

e a corrente no indutor L_r é então dado por,

$$L_r \cdot I_{L_r\text{pico}}^2 = C_r \cdot (-V_0)^2 + L_r \left(\frac{1}{Z_r} \sqrt{V_{rec}^2 - V_0^2} \right)^2 \quad (2.53)$$

$$V_{C_r\text{pico}}^2 = \frac{C_r}{L_r} (-V_0)^2 + \frac{C_r}{L_r} (V_{rec}^2 - V_0^2)$$

$$I_{L_r\text{pico}} = \frac{V_{rec}}{Z_r}$$

Etapa V: a corrente em L_r oscila até que a tensão sobre o capacitor C_r seja novamente $V_{rec} - V_0$.

$$I_d(t) = I_{d\text{min}} \quad (2.54)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_0}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) + I_{COM} \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.55)$$

$$v_{C_r}(t) = -Z_r \cdot I_{COM} \cdot \text{sen}(\omega_r t) - V_0 \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.56)$$

onde $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$.

Quando tensão nas chaves S_{W_1} e S_{W_2} é nula ($v_{C_r}(t) = V_{rec} - V_0$) estas podem novamente ser ligadas iniciando a etapa VI.

Etapa VI: Com a corrente no indutor L_r crescente e atingindo o valor da corrente no indutor L_d , a chave auxiliar S_a é desligada naturalmente com a corrente nula em seus terminais e um novo ciclo é iniciado a partir da etapa I.

$$I_d(t) = I_{d\text{min}} \quad (2.57)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{L_r} t \quad (2.58)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{rec} - V_0 \quad (2.59)$$

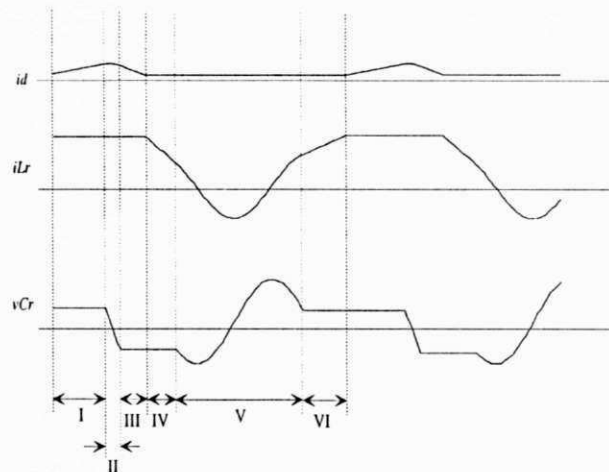


Figura 2.39: CZCI Tipo 3- Etapas de funcionamento do circuito simplificado.

Tempo de Simulação = $0,4ms$	Passo de Cálculo = $0,1\mu s$
Tensão máxima de entrada = $300V$	Tensão na carga = $250V$
$C_r = 30nF$	$L_r = 30\mu H$
$L_d = 1mH$	$I_{d_{max}} = 15.1A$
—	$I_{d_{min}} = 14.9A$

Tabela 2.9: CZCI Tipo 3 - Parâmetros da simulação.

A Fig. 2.39 apresenta as etapas de funcionamento associadas às curvas de simulação da corrente no indutor de filtro L_d , $I_d(t)$, corrente no indutor L_r , $i_{L_r}(t)$ e tensão no capacitor C_r , $v_{C_r}(t)$.

As curvas para simulação do circuito mostrado na Fig. 2.29(c)(Woo & Cho, 1992) são apresentadas na Fig. 2.40. Os parâmetros da simulação são indicados na Tab. 2.9.

Nestas curvas de simulação nota-se que a ondulação na corrente de polarização é controlada de acordo com os limites pré-estabelecidos para o correto funcionamento do circuito. O pico de corrente no barramento CC é limitado à corrente de polarização, I_d . Sendo a sobretensão no capacitor C_r conforme o valor esperado, ou seja, de, no máximo, a tensão de entrada do circuito.

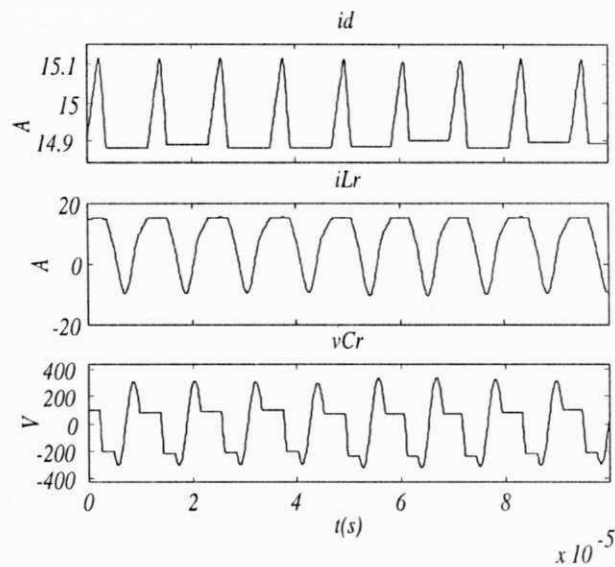


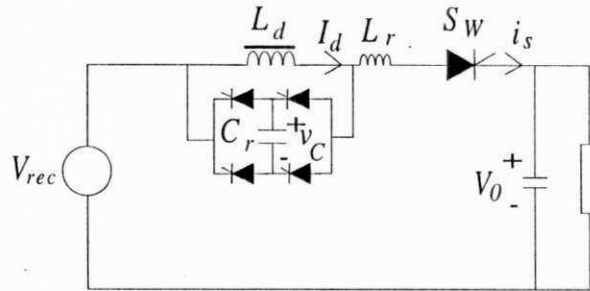
Figura 2.40: CZCI Tipo 3 - Curvas de simulação.

2.3.6 Conversor *PWM* com corrente quase quadrada - entalhe de largura variável

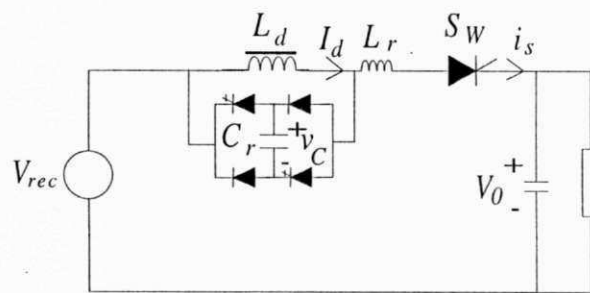
Os conversores estudados até agora neste trabalho não permitiam o controle do intervalo de corrente nula no barramento *CC*. Esta característica limita a qualidade das formas de onda obtidas e aumenta a complexidade das técnicas de controle utilizadas. Os conversores apresentados na Fig. 2.41 apresentam uma estrutura com quatro interruptores comandados e uma estrutura com dois diodos e dois interruptores do tipo DC/BC. Estas estrutura permitem que tanto a duração do pulso de corrente como a duração do intervalo em que a corrente é nula no barramento *CC* sejam ajustáveis.

O princípio de funcionamento destes circuitos consiste, como em todos os conversores com corrente pulsada no barramento *CC*, em desviar a corrente dos interruptores principais para um circuito auxiliar. Isto permite que as chaves do circuito de potência sejam comutadas (ligadas/desligadas) com corrente nula em seus terminais. Suponha-se inicialmente que o capacitor C_r carregado com tensão superior à tensão do barramento *CC*, polarizando reversamente qualquer par de interruptores principais que estejam conduzindo. Isto garante que toda a corrente do barramento *CC* seja desviada para o circuito auxiliar quando seus interruptores forem acionados.

Como, em termos de custo, o circuito com dois diodos e com dois interruptores é



(a) Com quatro interruptores.



(b) Com dois diodos e dois interruptores.

Figura 2.41: VZCI - Circuitos simplificados.

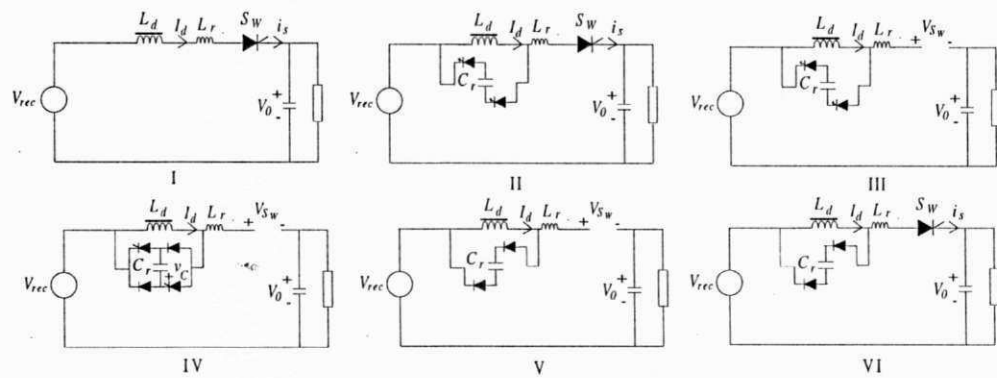


Figura 2.42: VZCI com dois diodos e dois interruptores DC/BC- Etapas de operação.

mais vantajoso, este será focado nos estudos efetuados a seguir. Ambos, porém, possuem princípio de funcionamento semelhante e próximo do conversor da Fig. 2.29(a).

Etapa I: o capacitor está carregado com a tensão $(1+k)V_p$, onde $k > 0$ e V_p é a tensão entre linhas da entrada do retificador, e a indutância L_r está conduzindo a corrente constante I_d do barramento CC . Nenhuma corrente circula pelos interruptores auxiliares.

$$i_s(t) = I_d + \frac{1}{L_r}t \quad (2.60)$$

$$v_{C_r}(t) = V_c + \frac{1}{C_r}t \quad (2.61)$$

onde V_c é a tensão inicial no capacitor que é igual a $(1+k)V_p$.

Etapa II: os interruptores auxiliares são ligados e a corrente por L_r cai para zero e I_d começa então, a fluir através das mesmas, descarregando o capacitor C_r .

$$i_s(t) = I_d - \frac{-V_{rec} + V_o + V_c}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \quad (2.62)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{rec} - V_o + (-V_{rec} + V_o + V_c) \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.63)$$

onde, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$.

Quando a corrente na chave principal atinge zero, esta pode ser desligada com corrente nula em seus terminais, iniciando a etapa III.

Etapa III: nesta etapa o capacitor C_r continua sendo descarregado até a tensão sobre seus terminais atingir zero.

$$i_s(t) = 0 \quad (2.64)$$

$$v_{C_r}(t) = -\frac{I_d}{C_r}t \quad (2.65)$$

Etapa IV: quando a tensão sobre os terminais do capacitor C_r é nula, a corrente I_d flui então pelos diodos e interruptores auxiliares. A tensão e corrente nos terminais do capacitor C_r são nulas.

$$i_s(t) = 0 \quad (2.66)$$

$$v_{C_r}(t) = 0 \quad (2.67)$$

Etapa V: Decorrido o tempo *PWM* programado, as chaves auxiliares são desligadas e a corrente I_d flui agora pelo capacitor e diodos, iniciando a carga linear do capacitor.

$$i_s(t) = 0 \quad (2.68)$$

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_d}{C_r} t \quad (2.69)$$

Etapa VI: quando a tensão sobre o capacitor atinge a tensão dos terminais do retificador, as chaves principais são ligadas e é iniciada a transferência da corrente I_d novamente para a indutância L_r . No final desta etapa o circuito retorna ao modo inicial.

$$i_s(t) = I_d + \frac{V_{rec} - V_o + V_c}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) - I_d \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.70)$$

$$v_{C_r}(t) = (-V_{rec} + V_o) + Z_r \cdot I_d \cdot \text{sen}(\omega_r t) + (V_{rec} - V_o + V_c) \text{cos}(\omega_r t) \quad (2.71)$$

onde, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$.

As curvas da simulação para $i_s(t)$, $v_{C_r}(t)$ e da tensão no barramento *CC*, $v_{bus}(t)$, são apresentadas na Fig. 2.44 e os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tab. 2.10. A associação das curvas de simulação com as etapas de funcionamento são apresentadas na Fig. 2.43.

As equações para os cálculos do capacitor C_r , indutor L_r , energia W no capacitor antes do entalhe na corrente e tempo t_0 de aplicação de tensão reversa sobre as chaves principais com relação às variáveis normalizadas são,

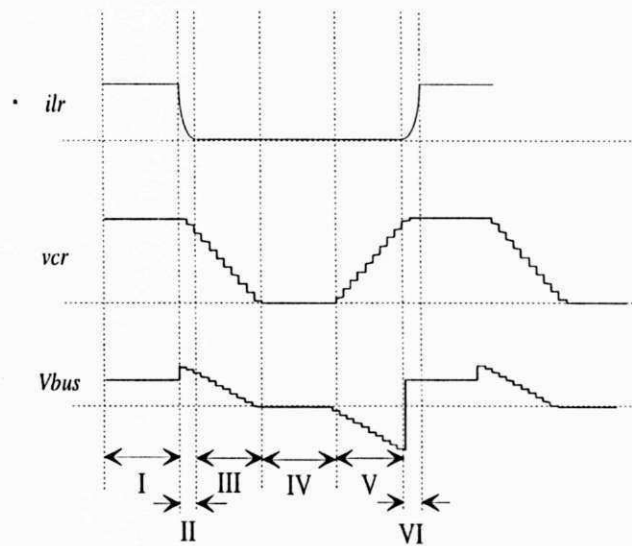


Figura 2.43: VZCI - Etapas de funcionamento do circuito simplificado.

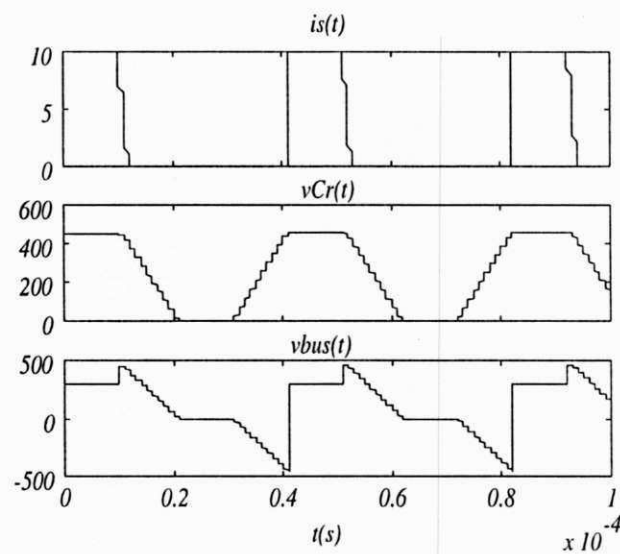


Figura 2.44: VZCI - Curvas de simulação.

Tempo de simulação = 0,1ms	Passo de Cálculo = 1 μ s
Máxima Tensão de Entrada = 300V	$k = 1,5$
$C_r = 0,22\mu F$	$L_r = 25\mu H$
$I_d = 10A$	—

Tabela 2.10: VZCI - Parâmetros da simulação.

$$\frac{C_r}{C_N} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)^2 \left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 - x^2 - 1}} \quad (2.72)$$

$$\frac{L_r}{L_N} = \frac{x^2}{\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)^2 \left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 - x^2 - 1}} \quad (2.73)$$

$$\frac{W}{V_{rec} \cdot I_d \cdot t_q} = \frac{1}{2} \frac{k \cdot V_p}{\sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)^2 \left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 - x^2 - 1}} \quad (2.74)$$

$$\frac{t_0}{T_N} = \sqrt{\left(\frac{V_p}{V_{rec}}\right)^2 \left(\frac{V_p}{V_{rec}} + k\right)^2 - x^2 - 1} \quad (2.75)$$

onde $x = \frac{Z_r \cdot I_d}{V_{rec}}$, $k = \frac{V_c}{V_{rec}}$, V_c é a tensão no capacitor antes da corrente no barramento ser anulada, $C_N = \frac{I_d \cdot t_q}{V_{rec}}$, $L_N = \frac{V_d \cdot t_q}{I_d}$, $T_N = \frac{V_d}{I_d} C_r$.

Na Fig. 2.45, apresentamos os gráficos normalizados, obtidos a partir das Eq. 2.72 a 2.75, para diversos valores de $m = \frac{V_p}{V_{rec}}$, onde $V_p = V_{rec} - V_0$. Neste caso, o comportamento é semelhante ao da Fig. 2.32. Aqui o valor escolhido para o estresse de corrente (x) deve ser limitado observando-se o gráfico da indutância normalizada $\left(\frac{L}{L_N}\right)$ e do tempo de aplicação da tensão reversa $\left(\frac{t_0}{T_N}\right)$. Valores maiores de x levam a indutâncias elevadas e tempos cada vez maiores de aplicação da tensão reversa. A tensão de carga do capacitor não influencia no procedimento de projeto, pois esta é limitada a $(1 + k) V_{rec}$.

No caso do circuito da Fig. 2.41(a) as etapas de funcionamento são descritas como:

Etapa I: Suponha inicialmente que o capacitor C_r esteja com uma tensão inicial v_c na polaridade conforme mostra a Fig. 2.41(a), e que os indutores estejam conduzindo a corrente de carga.

Etapa II: Quando decorrido o tempo determinado para a largura do pulso de corrente, dois interruptores auxiliares são disparados e a corrente é desviada da carga para o capacitor C_r , carregando-o em sentido contrário.

Etapa III: Quando a tensão sobre S_W atinge o valor de V_{swt} um terceiro interruptor é disparado e a tensão no capacitor C_r é grampeada.

Etapa IV: Após decorrido o tempo pré-determinado para a largura do entalhe na corrente do barramento, o interruptor S_W é disparado, iniciando a transferência de corrente para o barramento CC .

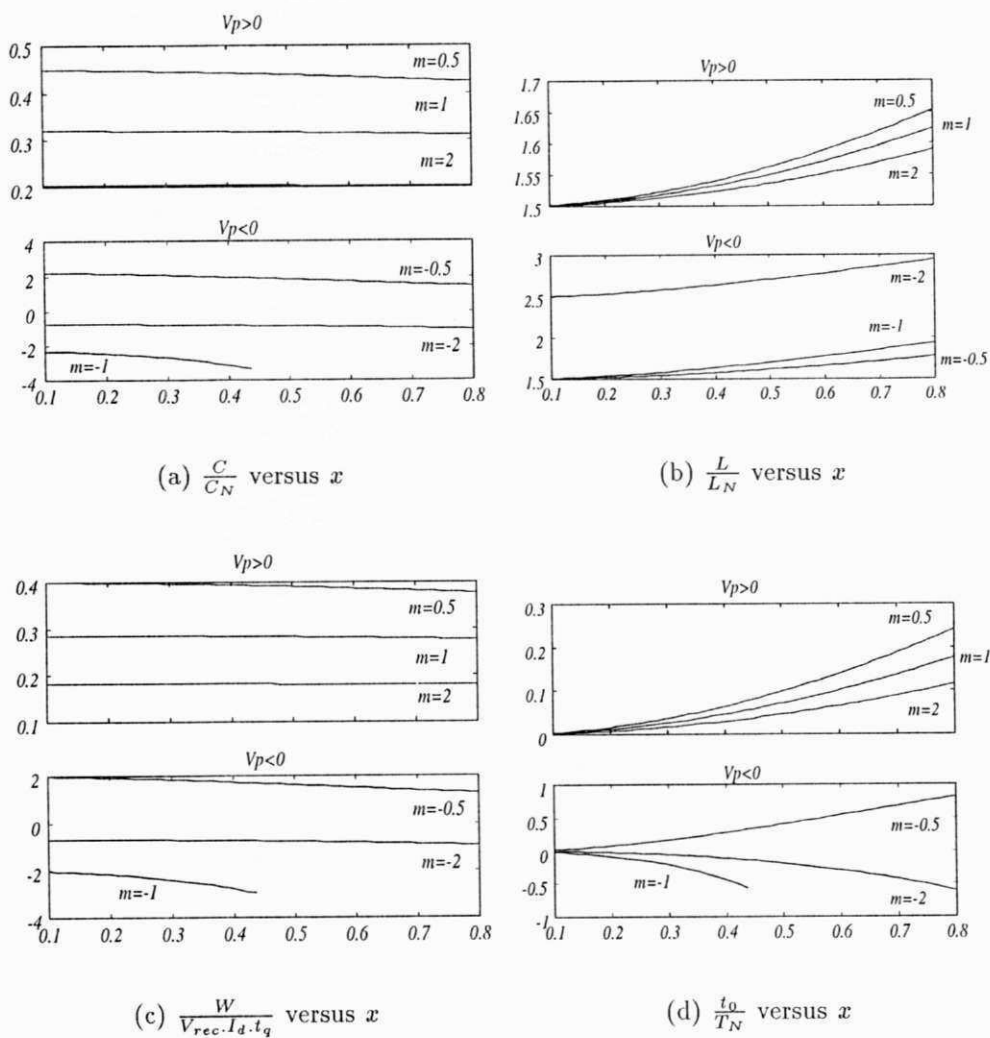


Figura 2.45: VZCI - Curvas Normalizadas de Projeto.

Tensão máxima de entrada = 300V
Tensão máxima de saída = 250V
Corrente de polarização = 10A
Dispositivo utilizado: SCR
Tempo de recuperação reversa = 15 μ s
Frequência de operação = 3kHz

Tabela 2.11: Requisitos de projeto.

Verifica-se na etapa III que a transferência de corrente para um terceiro interruptor é de forma brusca ou dissipativa. Tal deficiência pode ser contornada com o acréscimo de um indutor em série com o capacitor C_r .

2.3.7 Um exemplo de projeto de conversor

Como exemplo de cálculo de projeto de um conversor com corrente pulsada no barramento CC , pode-se verificar as curvas de projeto apresentadas para o circuito da Fig. 2.29(a) no qual os parâmetros da Tab. 2.11 são requeridos para tal conversor.

Da Eq. 2.16 pode-se notar que a condição para a corrente $i_s(t)$ ser anulada é que,

$$V_f - V_p > Z_r \cdot I_d \quad (2.76)$$

onde, $V_p = V_{rec} - V_o$. Calculando-se V_f em termos da tensão V_p e da tensão V_c no capacitor temos que a Eq. 2.76 fica,

$$\sqrt{(V_p + V_c)^2 + (Z_r \cdot I_d)^2} - V_p > Z_r \cdot I_d \quad (2.77)$$

Escrevendo a Eq. 2.77 em termos de $k = \frac{V_c}{V_d}$ e de $x = \frac{Z_r \cdot I_d}{V_d}$, e resolvendo para k temos que,

$$k > \sqrt{\left(x + 2\frac{V_p}{V_d}\right)^2 - x^2} - \frac{V_p}{V_d} \quad (2.78)$$

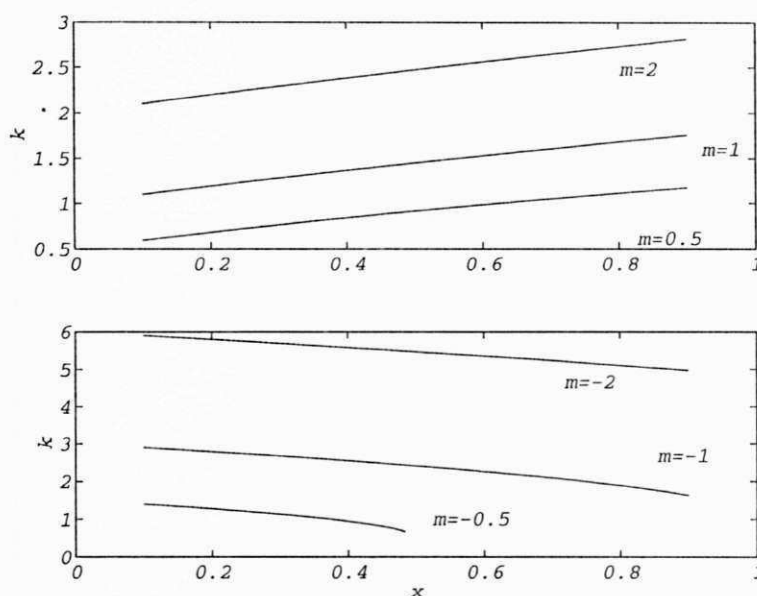


Figura 2.46: Valores de k que satisfazem a Eq. 2.78 para diferentes valores de m .

A Fig. 2.46 mostra os valores mínimos de k para diversos valores de $m = \frac{V_p}{V_d}$. Os valores de k e x impõem restrições no cálculo dos componentes do circuito em questão. Das Fig. 2.32 e 2.46 nota-se que valores de x entre 0,4 e 0,5 devem levar a uma operação adequada do circuito proposto, apesar de que aumentando-se o valor de x consegue-se uma redução no valor de k , o que representa um menor estresse de tensão sobre os dispositivos.

A escolha do valor de x para os limites indicados evita que valores elevados de indutores sejam utilizados, melhorando também o tempo de recuperação reversa dos interruptores utilizados. Escolhendo $x = 0,4$ e $k = 3$ pode-se assegurar que a Eq. 2.78 será satisfeita, como mostra a Tab. 2.12.

Para valores de tensão de entrada e saída especificados, a faixa de valores de $\frac{V_p}{V_d}$ é de 0,17 a 1,83. Mais uma vez observando a Fig. 2.46 estes valores estão contemplados com o valor de k escolhido. O tempo de recuperação reversa para o dispositivo utilizado (*SCR*) é de $15\mu s$ que com a frequência de operação desejada fornecem o conjunto de equações necessárias para o cálculo do indutor e do capacitor ressonantes.

Entrada (V_d)	Saída ($V_{saída}$)	$V_p = V_d - V_{saída}$	$\frac{V_p}{V_d}$
$+E$	$+V_o$	$E - V_o$	$\frac{E-V_o}{E}$
$+E$	0	E	1
$+E$	$-V_o$	$E + V_o$	$\frac{E+V_o}{E}$
0	$+V_o$	$-V_o$	-
0	0	0	-
0	$-V_o$	V_o	-
$-E$	$+V_o$	$-E - V_o$	$\frac{E+V_o}{E}$
$-E$	0	$-E$	1
$-E$	$-V_o$	$-E + V_o$	$\frac{E-V_o}{E}$

Tabela 2.12: Combinações das tensões de entrada e saída para o conversor do exemplo.

$$x = \frac{Z_r \cdot I_d}{V_d} \quad (2.79)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.80)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.81)$$

A solução destas equações fornece $C_r = 4,42\mu F$ e $L_r = 636,6\mu H$. O indutor L_d deve ser escolhido como indutor de filtro, ou seja a maior das indutâncias existentes no circuito. O indutor L_c é calculado para promover o menor tempo de reversão da polaridade da tensão sobre o capacitor C_r , respeitando os limites de operação: $\frac{di}{dt}$ e pico de corrente admissível.

2.3.8 Resumo comparativo

Nos circuitos simplificados apresentados neste trabalho, o interruptor S_w representa quatro interruptores principais das pontes. Dois interruptores são do retificador de entrada e dois do inversor de saída. Nas topologias estudadas dois tipos de chaveamento dos interruptores principais podem ser realizados: todos os interruptores desligados (*TCD*) ou somente um interruptor desligado (*SCD*), dos quatro interruptores em série nas pontes, durante o período em que a corrente no barramento CC é nula. Conforme

mostrado em (Aydemir, 1995) o primeiro esquema (*TCD*) promove menor estresse nos interruptores principais e será adotado neste resumo comparativo.

A normalização do estresse de tensão e corrente tem como valores base a máxima tensão entre linhas de alimentação e a corrente de polarização do barramento *CC*, respectivamente.

- **SRDCL**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 1 indutor de ressonância;

Modulação utilizada: *PDM*;

Comutação dos interruptores auxiliares: Não existe;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente - >2 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: Não existe;

Técnicas de controle: simples e envolve somente a determinação da tensão sobre os interruptores principais (V_{swt});

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente é constante mas a largura do entalhe pode variar;

Nível de potência: apesar dos picos de corrente, podem trabalhar em potências elevadas;

- **SRDCLSC**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor de ressonância e um reator saturável;

Modulação utilizada: *PDM*;

Comutação dos interruptores auxiliares: Não existe;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente - tipicamente 1,2 a 1,3 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: Não existe;

Técnicas de controle: idem ao *SRDCL*;

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente é constante mas a largura do entalhe pode variar;

Nível de potência: o grampeamento dos picos de corrente permite sua operação em potências elevadas;

- **ACSRDCL**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e um indutor de ressonância, 1 interruptor $DC - BE$;

Modulação utilizada: PDM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: comutação de disparo e bloqueio a corrente nula;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente - tipicamente 1,2 a 1,4 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: tensão < 2 p.u., corrente 1 p.u.;

Técnicas de controle: simples, envolvendo apenas a comparação entre a corrente no indutor de grampeamento e a corrente de polarização;

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente e a largura do entalhe podem variar com o controle;

Nível de potência: o grampeamento possibilita o funcionamento com potências elevadas;

- **PWM-SRDCL**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 1 indutor de ressonância, 1 interruptor $DC - BE$, 1 diodo;

Modulação utilizada: PWM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: ZCS no disparo e no bloqueio;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente > 2 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: tipicamente interruptor - 2 p.u. em tensão e > 2 p.u. em corrente, diodo 2 p.u. em tensão e 1 p.u. em corrente;

Técnicas de controle: complexidade moderada, pois o circuito de comando deverá decidir o tempo e quais os interruptores que irão conduzir no próximo período de comutação;

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente é variável e a largura do entalhe é aproximadamente constante;

Nível de potência: apesar dos picos de corrente pode trabalhar em potências elevadas;

- **PWM-SRDCLSC**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor de ressonância, 1 reator saturável, 1 interruptor $DC - BE$, 1 diodo;

Modulação utilizada: PWM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: ZCS no disparo e no bloqueio;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente - 1,2 a 1,4 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: tipicamente interruptor - 2 p.u. em tensão e 1,2 a 1,4 p.u. em corrente, diodo - 2 p.u. em tensão e <1 p.u. em corrente;

Técnicas de controle: complexidade moderada, pois o circuito de comando deverá decidir o tempo e quais os interruptores que irão conduzir no próximo período de comutação;

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente é variável e a largura do entalhe é aproximadamente constante;

Nível de potência: pode trabalhar em potências elevadas;

- **PWM-ACSRDCL**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 2 indutores de ressonância, 1 interruptor $DC - BE$, 1 diodo;

Modulação utilizada: PDM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: comutação de disparo e bloqueio a corrente nula;

TIPO 2

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 2 indutores de ressonância, 1 interruptor $DC - BE$ e 1 diodo;

Modulação utilizada: PWM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: ZCS no disparo e no bloqueio;

Estresse nos interruptores principais: tensão - tipicamente 2 p.u.; corrente - 1 p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: tipicamente - 2 p.u. em tensão e 1p.u. para o diodo e >2 p.u. para S_a ;

Técnicas de controle: complexidade moderada, pois o circuito de comando deverá decidir o tempo e quais os interruptores que irão conduzir no próximo período de comutação;

Frequência de operação: a duração dos pulsos de corrente é variável e a largura do entalhe é aproximadamente constante;

Nível de potência: o grampeamento dos pulsos de corrente possibilita o trabalho em potências elevadas, sendo no entanto o pico de corrente no interruptor auxiliar um fator limitante;

TIPO 3

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 1 indutor de ressonância, 1 interruptor $DC - BC$;

Modulação utilizada: PWM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: ZCS no disparo e no bloqueio¹;

Estresse nos interruptores principais: tensão - 1p.u.; corrente - 1p.u.;

Estresse nos interruptores auxiliares: 1p.u. em tensão e 1p.u. em corrente;

Técnicas de controle: necessita de detecção da tensão nula nos interruptores principais, além do circuito de comando ter que decidir o tempo e quais os interruptores que irão conduzir no próximo período de comutação;

¹ ZVS na comutação dos interruptores principais.

Frequência de operação: tanto a duração dos pulsos de corrente como a largura do entalhe são constantes, possibilitando a operação em frequência constante;

Nível de potência: a limitação dos pulsos de corrente em 1p.u. possibilita o trabalho em potências elevadas;

- **VZCI**

Componentes Auxiliares: 1 indutor de filtro, 1 capacitor e 1 indutor de ressonância, 2 interruptores $DC - BC$, dois diodos;

Modulação utilizada: PWM ;

Comutação dos interruptores auxiliares: ZCS no disparo e ZVS no bloqueio;

Estresse nos interruptores principais: tensão - $>1p.u.$; corrente - $1p.u.$;

Estresse nos interruptores auxiliares: $>1p.u.$ em tensão e $1p.u.$ em corrente;

Técnicas de controle: necessita de detecção da tensão no capacitor de ressonância, além do circuito de comando ter que decidir o tempo e quais os interruptores que irão conduzir no próximo período de comutação;

Frequência de operação: a duração dos pulsos e do entalhe de corrente são ajustáveis, possibilitando a operação em frequência constante;

Nível de potência: a limitação dos pulsos de corrente em 1p.u. possibilita o trabalho em potências elevadas;

2.4 Conclusão

As topologias de pulso ressonantes permitem o funcionamento dos conversores em frequências elevadas.

As opções de grampeamento, ativo ou com núcleo saturável, resolvem o problema das estruturas $SRDCLÇ$, porém não sincronizam com sinais PWM externos ficando como critério de projeto a flexibilidade e precisão na síntese de formas de onda senoidais, pois com essas topologias a modulação PDM torna-se necessária.

Os conversores $ACSRDCL$ e $SRDCLSC$, apenas com o acréscimo de uma chave bidirecional, possibilitam a síntese de formas de onda senoidais com várias técnicas PWM . Critérios de projeto devem considerar o conteúdo harmônico permitido para

a aplicação a que o conversor se destina, pois um intervalo mínimo requerido para a oscilação ressonante torna a aplicação ligeiramente imprecisa.

Nos conversores com onda quase quadrada e transição ressonante, as correntes que circulam no conversor podem ser grampeadas em 1p.u. em relação a corrente de polarização do barramento CC , fazendo esses conversores apropriados para aplicações em potências elevadas. A impossibilidade de ajuste do intervalo de corrente nula faz com que a operação desses conversores ocorra com frequência variável.

A possibilidade de controle sobre o ajuste da duração do pulso e do entalhe na corrente i_s faz dos conversores com corrente quase quadrada e largura do entalhe variável as estruturas mais flexíveis para aplicação das técnicas *PWM*. Esse total controle sobre as ações do circuito de comutação auxiliar permite a redução do conteúdo harmônico das formas de onda senoidais envolvidas, satisfazendo as rigorosas leis de poluição harmônica recentemente introduzidas devido ao rápido desenvolvimento da tecnologia da informação. A operação com frequência fixa também é possível, possibilitando o sincronismo de conversores em sistemas de comunicação.

Os conversores ressonantes são vantajosos, além das características citadas anteriormente, pois possuem baixo $\frac{dv}{dt}$ resultante da presença dos capacitores de saída, inerente proteção contra curto-circuito. A corrente de saída é limitada à corrente de polarização I_d , é um conversor confiável devido a natureza unidirecional das chaves principais.

Conforme explanado esta revisão engloba, em relação aos pulsos de corrente encontrados atualmente, todos os tipos de topologias dos conversores com comutação suave por meio da corrente pulsada no barramento CC série, existem diversas topologias não mencionadas neste trabalho (da Silva, Murai, Lipo, de Oliveira, & Jacobina, 1997). Entretanto a forma de onda da corrente produzida no barramento CC se enquadra em uma das formas de onda apresentadas na Fig. 2.2. Portanto, com essa classificação é possível dizer, a priori, algumas características do conversor com base na forma de onda pulsada no barramento CC que este produz.

Capítulo 3

NOVOS CONVERSORES COM CORRENTE QOQ

3.1 Introdução

Dentre os aspectos que levam a melhoramentos na operação dos conversores com corrente pulsada no barramento CC estão a síntese de formas de onda senoidais por meio de técnicas PWM . Somente os conversores com largura de pulso ajustável podem sincronizar com sinais PWM externos. Nos conversores com largura fixa do entalhe, deve-se buscar sua redução para que possa ser considerado desprezível durante o período de modulação ou de amostragem. Nos conversores com largura do entalhe ajustável a verdadeira técnica PWM pode ser obtida.

A seguir são apresentadas topologias que em alguns dos pontos destacados anteriormente podem ter seu funcionamento aprimorado.

3.2 Conversores PWM com Comutação a Tensão Nula dos Interruptores das Pontes

Tendo em vista os requisitos destacados anteriormente, modificações podem ser efetuadas em circuitos já elaborados de forma a aumentar a gama de aspectos favoráveis que ele já possui.

Entre as características do circuito originalmente proposto estão o limite do estresse

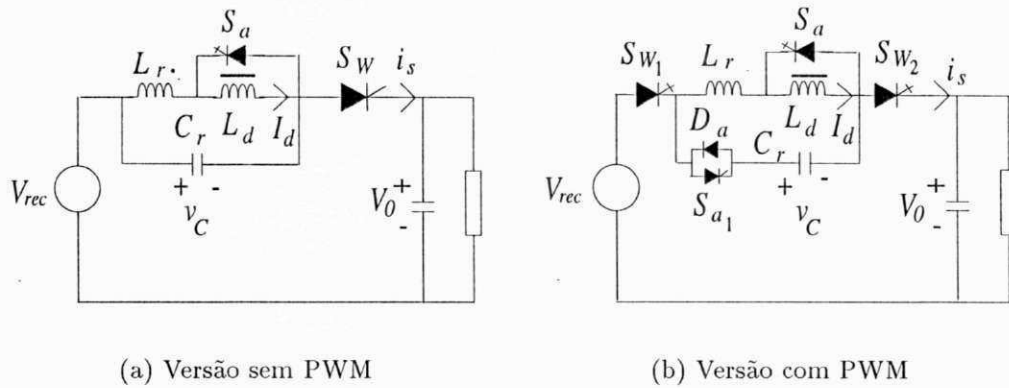


Figura 3.1: Conversores com comutação a tensão nula.

de tensão e corrente à tensão de alimentação do circuito e à corrente de polarização do barramento CC , respectivamente. Essas características são conseguidas com apenas um interruptor auxiliar que promove uma roda-livre (curto-circuito na fonte de corrente) na corrente do barramento CC . O que se aponta como limitação nestes circuitos é a impossibilidade de uma real operação com modulação PWM . Esta limitação no modo de controle existe uma vez que a largura do entalhe de corrente não é ajustável.

O controle da duração do pulso e da duração do entalhe na corrente no barramento CC pode ser obtido se o conjunto chave e diodo auxiliar ($S_{a1} - D_a$) for introduzido no circuito da Fig. 3.1(a), conforme indica a Fig. 3.1(b). Como será mostrado a seguir existem dois modos de operação. Em um deles, os interruptores principais são desligados a tensão nula, e na outra estes são desligados a corrente nula.

3.2.1 Bloqueio do interruptor S_{W_2} a tensão nula

As etapas de operação da topologia modificada são apresentadas na Fig. 3.2. A Fig. 3.3 apresenta as etapas de funcionamento nas principais formas de onda do circuito modificado.

Etapa I: suponha-se, inicialmente, que o capacitor C_r está carregado com a tensão $V_{rec} - V_o$ conforme indica a Fig. 3.2 etapa I. A corrente nos indutores L_r e L_d cresce

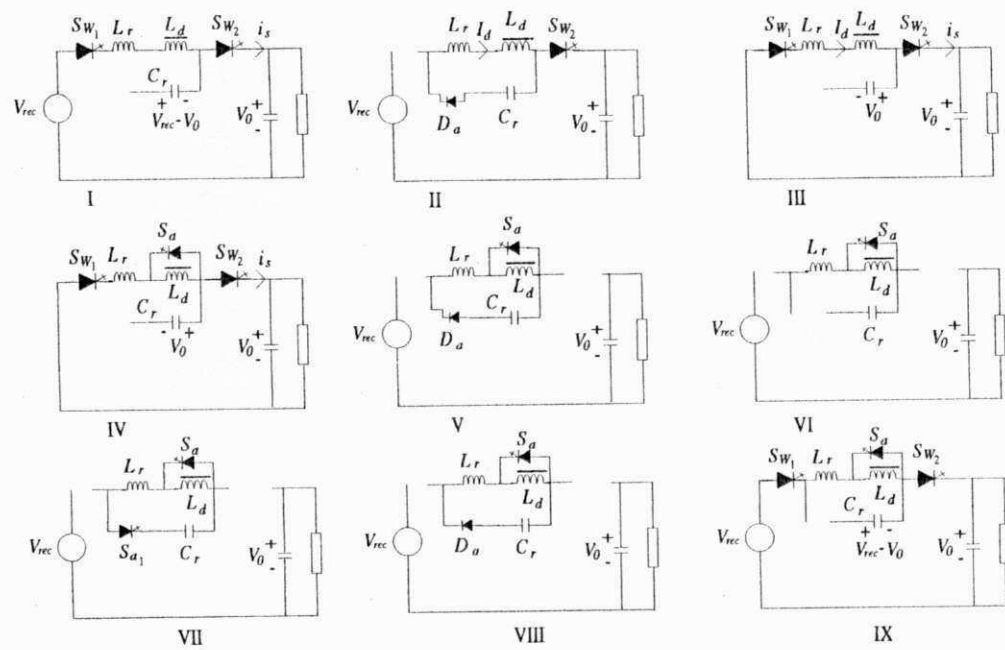


Figura 3.2: PWM-QOQ - Etapas de operação com comutação a tensão nula.

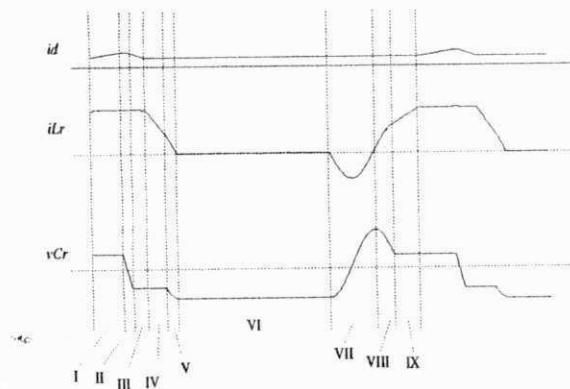


Figura 3.3: PWM-QOQ - Etapas de funcionamento do circuito com comutação a tensão nula.

lentamente, devido à elevada indutância L_d , até atingir um limite superior de corrente, imposto.

$$I_d(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{L_d + L_r} t + I_{d_{min}} \quad (3.1)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (3.2)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{rec} - V_0 \quad (3.3)$$

Etapa II: Este intervalo começa quando a chave S_{W_1} é desligada e o capacitor é descarregado linearmente com a corrente I_d .

$$I_d(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{Z_{rd}} \text{sen}(\omega_{rd}t) + I_{d_{max}} \cos(\omega_{rd}t) \quad (3.4)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (3.5)$$

$$v_{C_r}(t) = -Z_{rd} I_{d_{max}} \cdot \text{sen}(\omega_{rd}t) + (V_{rec} - V_0) \cos(\omega_{rd}t) \quad (3.6)$$

onde $Z_{rd} = \sqrt{\frac{L_d + L_r}{C_r}}$ e $\omega_{rd} = \frac{1}{\sqrt{(L_d + L_r)C_r}}$.

Quando a tensão nos terminais do capacitor atinge $-V_0$, a chave S_{W_1} é novamente ligada com tensão nula em seus terminais, curto-circuitando um braço do inversor.

Etapa III: Neste intervalo a corrente I_d decresce lentamente, pois a tensão do capacitor ($v_{C_r} = -V_0$) é aplicada sobre os indutores L_r e L_d . Quando a corrente I_d atinge um certo limite inferior de corrente definido a priori, a chave auxiliar, S_a , é acionada.

$$I_d(t) = -\frac{V_0}{L_d + L_r} t + I_{d_{max}} \quad (3.7)$$

$$i_{L_r}(t) = I_d(t) \quad (3.8)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \quad (3.9)$$

Etapa IV: Neste intervalo a tensão de saída, V_0 , é aplicada sobre o indutor L_r , fazendo com que a corrente neste indutor seja abruptamente reduzida.

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.10)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_0}{L_r} t + I_{d_{min}} \quad (3.11)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \quad (3.12)$$

Etapa V: Quando a corrente em L_r atinge o valor I_{COM} , as chaves S_{W_1} e S_{W_2} são desligadas com tensão nula em seus terminais. O valor I_{COM} garante que o estresse de tensão nas chaves principais (S_{W_1} e S_{W_2}) tenha valor máximo de V_{rec} .

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.13)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_0}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) + I_{COM} \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (3.14)$$

$$v_{C_r}(t) = -Z_r \cdot I_{COM} \cdot \text{sen}(\omega_r t) - V_0 \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (3.15)$$

onde $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$.

Etapa VI: Assim que a corrente que percorre o indutor L_r se anula o circuito de comando determina o intervalo de tempo necessário para então acionar a chave auxiliar S_{a_1} .

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.16)$$

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (3.17)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_k \quad (3.18)$$

onde $V_k = \sqrt{(-V_0)^2 + (Z_r \cdot I_{COM})^2}$.

Nas etapas VII e VIII a corrente em L_r oscila pelo conjunto de interruptores auxiliares $D_a - S_{a_1}$.

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.19)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_k}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.20)$$

$$v_{C_r}(t) = \pm V_k \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (3.21)$$

A modificação proposta no circuito original permite o ajuste da largura do entalhe na corrente ($i_{L_r}(t)$ na Fig. 3.1(a)) pela inserção da chave bidirecional (Fig. 3.1(b)). Como pode ser observado a comutação dos interruptores principais ocorre a tensão nula.

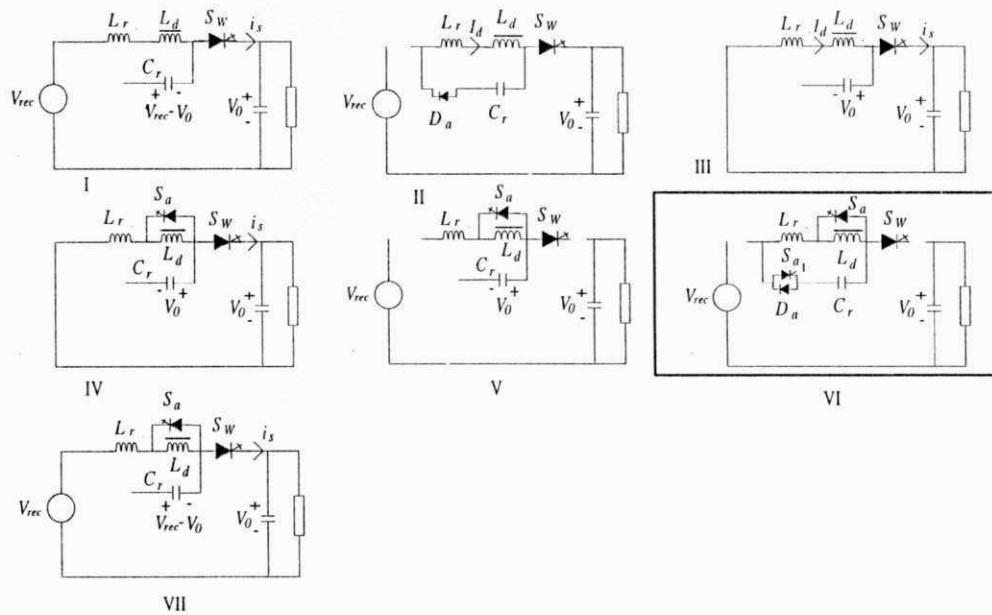


Figura 3.4: PWM-QOQ - Etapas de operação com comutação a corrente nula.

3.2.2 Bloqueio do interruptor S_{W_2} a corrente nula

Uma alteração na seqüência de controle permite, para o mesmo circuito modificado, uma operação a corrente nula durante a comutação de abertura do interruptor S_{W_2} .

A seqüência de etapas de operação para este modo de funcionamento difere daquelas do circuito original apenas na inserção de uma etapa adicional entre as etapas P_5 e P_6 (Woo & Cho, 1992). Quando a corrente no indutor L_r atinge zero e permanece nula, do a tensão no capacitor v_{C_r} também grampeia. Neste instante, a chave S_a só é disparada, quando decorrido o tempo calculado pelo circuito de comando. A Fig. 3.4 apresenta todos os estágios de operação para o circuito modificado, operando no modo onde o fluxo de potência é da fonte (V_{rec}) para a carga (V_o).

Etapa I: Nesta etapa os indutores L_r e L_d operam em série e o capacitor está carregado com a polaridade indicada na Fig. 3.4I. Devido à diferença de tensão entre a entrada e a saída, a corrente $i_{L_d}(t)$ cresce através do indutor L_d . Quando $I_d(t)$ atinge o valor máximo especificado, a chave S_{W_1} é desligada e a etapa II é iniciada.

Etapa II: a corrente $i_{L_d}(t)$ força a condução do diodo auxiliar D_a e o capacitor é descarregado até o potencial zero e carregado no sentido oposto. Quando a tensão sobre S_{W_1} é nula ($v_{C_r}(t) = -V_0$) a chave é novamente comutada, curto-circuitando a

entrada do circuito, passando este para a etapa III.

Etapa III: a tensão de alimentação sendo nula, a tensão de saída é aplicada aos indutores em série L_r e L_d . A corrente nos indutores decresce, até atingir o valor mínimo especificado. Neste instante, a chave S_a é comutada e o circuito passa para a etapa IV.

Etapa IV: a corrente $i_{L_r}(t)$ continua decrescendo até atingir zero. Neste instante as chaves S_{W_1} e S_{W_2} são desligadas entrando o circuito no estágio de roda livre ($L_d - S_a$) da etapa V. A corrente $i_{L_r}(t)$ permanece em zero e a tensão no capacitor C_r permanece inalterada.

Etapa V: o circuito de comando aguarda que o tempo calculado pela técnica *PWM* seja obtido para então disparar a chave auxiliar introduzida, S_a .

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.22)$$

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (3.23)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \quad (3.24)$$

Decorrido o intervalo determinado pelo circuito de comando, a chave auxiliar S_{a_1} é ligada ocorrendo a oscilação de tensão e corrente no conjunto chave-diodo auxiliar, até que a tensão sobre as chaves S_{W_1} e S_{W_2} seja nula.

$$I_d(t) = I_{d_{min}} \quad (3.25)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_0}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.26)$$

$$v_{C_r}(t) = -V_0 \cdot \text{cos}(\omega_r t) \quad (3.27)$$

onde $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ e $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$.

Etapa VII: Neste instante as chaves S_{W_1} e S_{W_2} são ligadas a tensão nula. Quando a corrente no indutor L_r cresce até que seja atingido o valor da corrente no indutor L_d , quando então a chave auxiliar S_a é desligada, iniciando assim um novo ciclo a partir da etapa I. A partir desse instante a corrente é imediatamente transferida do capacitor para a fonte de alimentação. A chave auxiliar é naturalmente desligada com corrente nula em seus terminais.

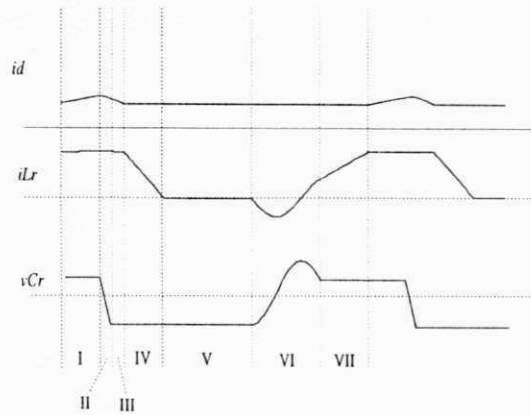


Figura 3.5: PWM-QOQ - Etapas de funcionamento do circuito com comutação a corrente nula.

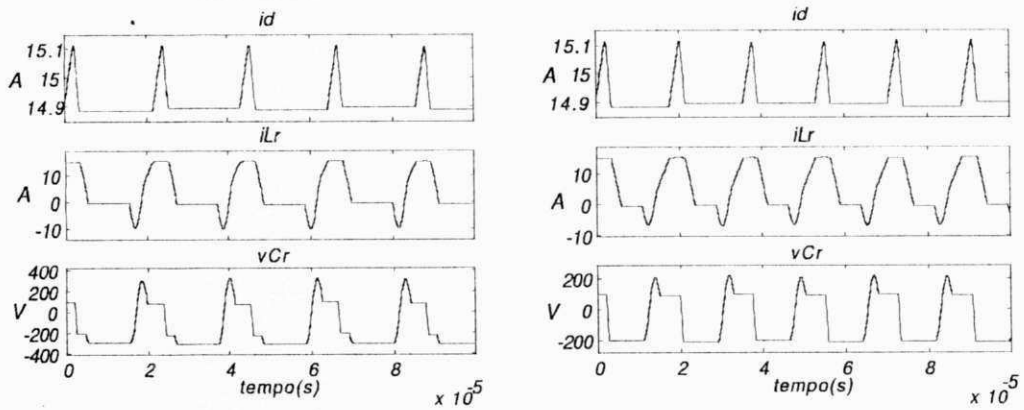
A Fig. 3.5 apresenta as formas de onda com as respectivas etapas de funcionamento descritas acima.

As formas de onda das correntes $i_{L_d}(t)$ e $i_{L_r}(t)$, e da tensão $v_{C_r}(t)$, as quais permitem o estudo do funcionamento do circuito simplificado da Fig. 3.1(b) são apresentadas na Fig. 3.6, para os casos de comutação a corrente/tensão nula dos interruptores principais. Comparando-se as formas de onda para os casos de comutação a tensão nula e a corrente nula dos interruptores principais, nota-se que no segundo caso há uma redução no estresse de tensão e de corrente para as mesmas condições de operação.

3.3 Conversores PWM a Frequência Fixa com Comutação a Corrente Nula dos Interruptores das Pontes

O circuito apresentado na Fig. 3.7 é mais um exemplo de melhoramento de topologia e consiste em controlar o entalhe de corrente no barramento CC .

A Fig. 3.8 apresenta o conversor nas duas versões. Na Fig. 3.8(b) a alteração efetuada implica na adição de uma chave bidirecional que permite o controle da largura do entalhe na corrente do barramento CC , bem como na redução de um diodo auxiliar D_a no circuito original.



(a) Comutação a tensão nula

(b) Comutação a corrente nula

Figura 3.6: VZCI - Curvas para o circuito modificado.

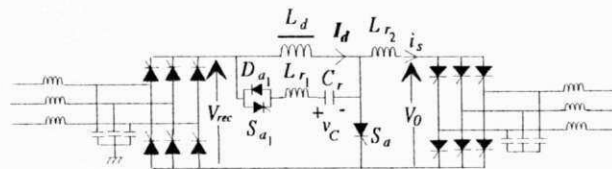
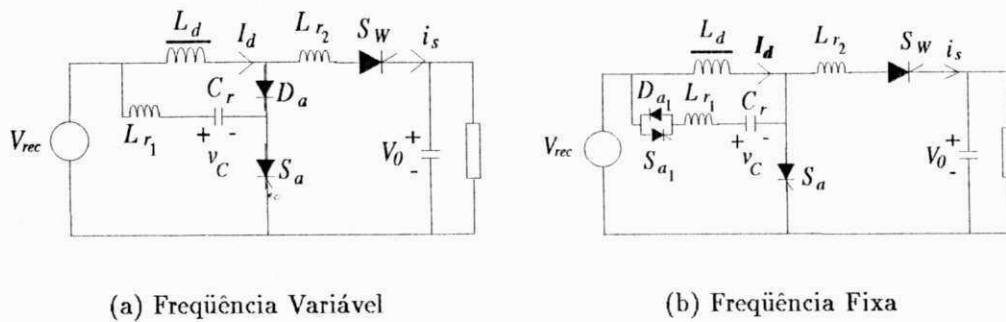


Figura 3.7: VZCI - Circuito completo.



(a) Frequência Variável

(b) Frequência Fixa

Figura 3.8: Conversor com comutação a corrente nula dos interruptores das pontes.

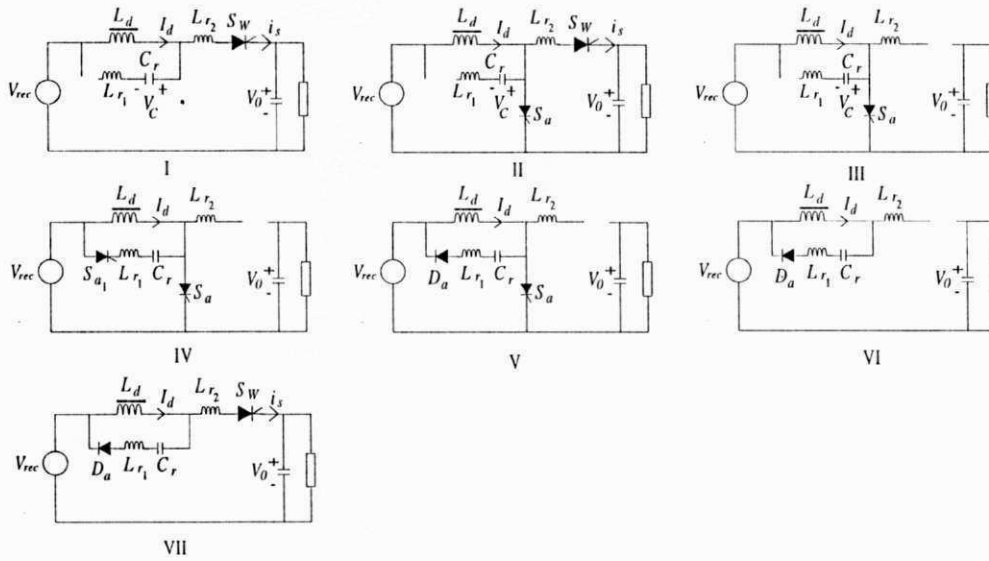


Figura 3.9: PWM-VZCI - Etapas de operação para o circuito modificado.

A seguir são apresentadas as etapas de funcionamento para o circuito modificado. Os circuitos simplificados para cada fase sendo apresentados na Fig. 3.9.

Etapa I: Para iniciar a descrição de funcionamento do conversor modificado, supõe-se que a corrente de polarização do barramento CC está percorrendo o circuito da fonte de alimentação até a carga, passando pelas indutâncias L_d e L_{r2} , e que o capacitor está carregado com a tensão cuja polaridade é indicada na Fig. 3.9, etapa I. A duração da etapa I é determinada pelo circuito de comando, que determina o tempo necessário de condução dos interruptores (largura do pulso de corrente).

$$i_s(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{L_d + L_{r2}} t + i_s(t_1) \quad (3.28)$$

$$i_d(t) = i_s(t) \quad (3.29)$$

Etapa II: Após decorrido este intervalo de tempo a chave auxiliar S_a é acionada, iniciando transferência da corrente do barramento CC para a mesma (período de corrente nula no barramento CC). A corrente na chave auxiliar S_a é determinada por $i_A(t)$.

$$i_d(t) = \frac{V_{rec}}{L_d} t + i_d(t_2) \quad (3.30)$$

$$i_s(t) = -\frac{V_0}{L_{r2}}t \quad (3.31)$$

$$i_A(t) = i_d(t) - i_s(t) \quad (3.32)$$

Etapa III: Quando a corrente na chave auxiliar é igual à corrente no indutor L_d , a corrente nos interruptores principais, $i_s(t)$, é nula iniciando assim a etapa III.

$$i_d(t) = \frac{V_{rec}}{L_d}t + i_d(t_3) \quad (3.33)$$

Etapa IV: O circuito permanece na etapa III até que o tempo determinado para o intervalo de corrente nula seja atingido, quando então, a segunda chave auxiliar, S_{a1} , é acionada, iniciando a reversão da polaridade da tensão no capacitor C_r .

$$i_d(t) = \frac{V_{rec}}{L_d}t + i_d(t_4) \quad (3.34)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{rec} - (V_{rec} - V_c) \cdot \cos(\omega_{r1} \cdot t) \quad (3.35)$$

$$i_0(t) = \frac{V_{rec} - V_c}{Z_{r1}} \text{sen}(\omega_{r1} \cdot t) \quad (3.36)$$

onde, V_c é a tensão inicial no capacitor, $Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_r}}$ e $\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}}$.

Quando a corrente que percorre o capacitor inverte seu fluxo, a chave auxiliar é desligada naturalmente e o diodo auxiliar entra em condução, dando início à etapa V.

$$i_d(t) = i_d(t_5) \quad (3.37)$$

$$v_{C_r}(t) = -\frac{i_d(t_5)}{C_r}t - V_c \quad (3.38)$$

$$i_0(t) = -i_d(t_5) \quad (3.39)$$

Etapa V: quando a corrente no diodo auxiliar D_a é igual a I_d , a corrente na chave auxiliar é nula e a mesma é naturalmente bloqueada, iniciando a etapa VI. As equações para esta etapa são idênticas às da etapa anterior.

Etapa VI: o circuito de comando aguarda que a tensão nas chaves principais atinja um valor especificado (V_{snt}). Neste instante as chaves principais são acionadas e a corrente $i_s(t)$ cresce de modo ressonante até atingir a corrente de polarização I_d , reiniciando um novo ciclo de comutações, ou seja a etapa VII é iniciada.

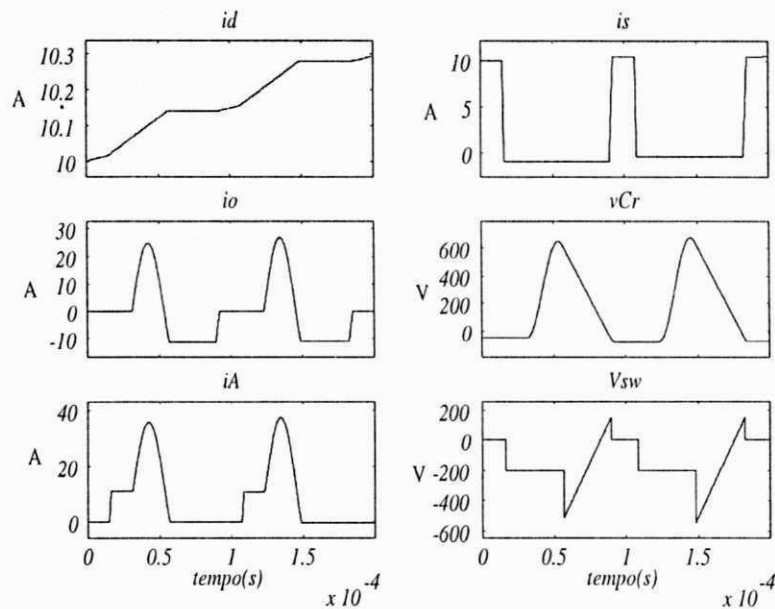


Figura 3.10: Curvas para o conversor PWM com comutação a tensão nula.

$$i_s(t) = \frac{V_{rec} - V_0}{L_{r2}} t \quad (3.40)$$

$$v_{Cr}(t) = (V_{rec} - V_0 - V_{swt}) + \frac{i_d(t_6)}{C_r} t + \frac{t^2}{2 \cdot C_r \cdot L_{r2}} (-V_{rec} + V_0) \quad (3.41)$$

$$i_o(t) = i_d(t_6) - \frac{V_{rec} - V_0}{L_{r2}} t \quad (3.42)$$

A Fig. 3.10 mostra as principais formas de onda que caracterizam o funcionamento do circuito, onde i_A é a corrente na chave auxiliar S_a , e i_o é a corrente no indutor L_{r1} . Na Fig. 3.11 as etapas de funcionamento são associadas às curvas da simulação.

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas duas novas topologias de conversores com corrente pulsada no barramento CC , capazes de sincronizar com um sinal PWM externo. Estas topologias foram desenvolvidas a partir de conversores com largura fixa de entalhe na corrente.

Resultados simulados demonstram a validade de utilização das referidas topologias

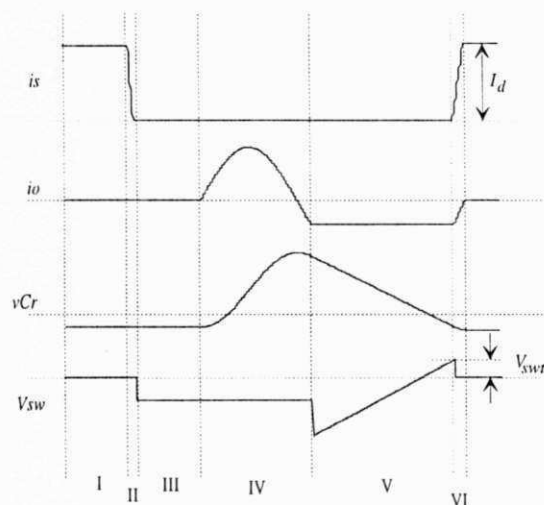


Figura 3.11: PWM-CZCI - Etapas de funcionamento para o circuito modificado.

e mostra que pelo menos em uma delas, é possível reduzir os estresses de tensão se o comando permitir uma comutação a corrente nula, em lugar de comutação a tensão nula utilizada no conversor básico que deu origem a esse novo conversor *PWM*.

Capítulo 4

SISTEMAS DE CONTROLE

4.1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram examinadas diferentes possibilidades topológicas para se obter uma corrente pulsada no barramento CC , sem se levar em conta qualquer tipo de controle.

Os sistemas de controle são responsáveis pelo desempenho dinâmico e pela precisão com que as variáveis controladas em um processo aproximam-se das variáveis de referência.

Observou-se nos capítulos anteriores que, sem controle, a corrente de polarização I_d é variável. Torna-se necessário, portanto uma regulação desta corrente. Além desta ação, outras ações de controle podem ser aplicadas nos conversores estudados. De um modo geral, as ações de controle são relativas a:

- o Controle da corrente no barramento CC ;
- o Redução do estresse nos interruptores (principais e/ou auxiliares);
- o Síntese das formas de onda de entrada e/ou saída com redução de harmônicos;
- o Controle do fator de potência;

O tipo de ação aplicada depende do tipo de conversor e do tipo de problema a ser resolvido.

Das ações mencionadas, os controles da corrente do barramento e dos estresses de corrente e de tensão nos interruptores são realizados através de uma aplicação conveniente de tensão de excitação do barramento. Já a síntese das tensões e correntes de entrada e saída, com redução de harmônicos, e o controle do fator de potência, dependem do tipo de conversor utilizado. Como visto, alguns conversores possuem pulso de largura fixa e entalhe de largura fixa. Assim não podem usar nenhuma técnica *PWM* e sim uma técnica *PDM* para uma distribuição adequada dos pulsos nas três fases. Já nos circuitos de pulso de largura variável e entalhe de largura fixa ou variável é possível sincronizar os pulsos com sinais *PWM* externos.

Este capítulo trata de algumas técnicas de controle aplicadas com o objetivo de resolver separadamente ou em conjunto os problemas apresentados.

4.2 Regulação da Corrente de Polarização do Barramento *CC*

A regulação da corrente no barramento *CC* pode ser obtida pela aplicação adequada da tensão de alimentação ao barramento. Na realidade, como indica a representação geral desse tipo de ação mostrada na Fig. 4.1, pode ser aplicada uma tensão positiva, $+V_d$, uma tensão negativa, $-V_d$ ou uma tensão nula, correspondente a um curto circuito (roda livre) no retificador de entrada. De um modo geral, quando a tensão de excitação é positiva a corrente I_d tende a crescer, enquanto que a aplicação de uma excitação negativa ou nula tende a fazê-la decrescer, com maior ou menor intensidade. A Fig. 4.4 mostra as principais curvas que representam, a título de exemplo, o comportamento do circuito simplificado do conversor *SRDCLC*. A regulação da corrente I_d é feita por uma espécie de controle "liga-desliga", ou seja, quando I_d ultrapassa o limite superior de referência, uma tensão $-V_d$ é aplicada como excitação e I_d começa a cair. Quando I_d atinge um limite mínimo específico, $+V_d$ é aplicada novamente.

Os parâmetros utilizados na obtenção das curvas de $V_{rec}(t)$, $I_d(t)$, $i_s(t)$ e $vC_r(t)$, da Fig. 4.4 são descritos na Tab. 4.1.

Observa-se na Fig. 4.4 picos irregulares da corrente e da tensão ocasionados pela

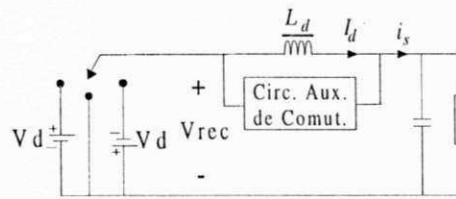


Figura 4.1: Controle "liga-desliga" com roda livre.

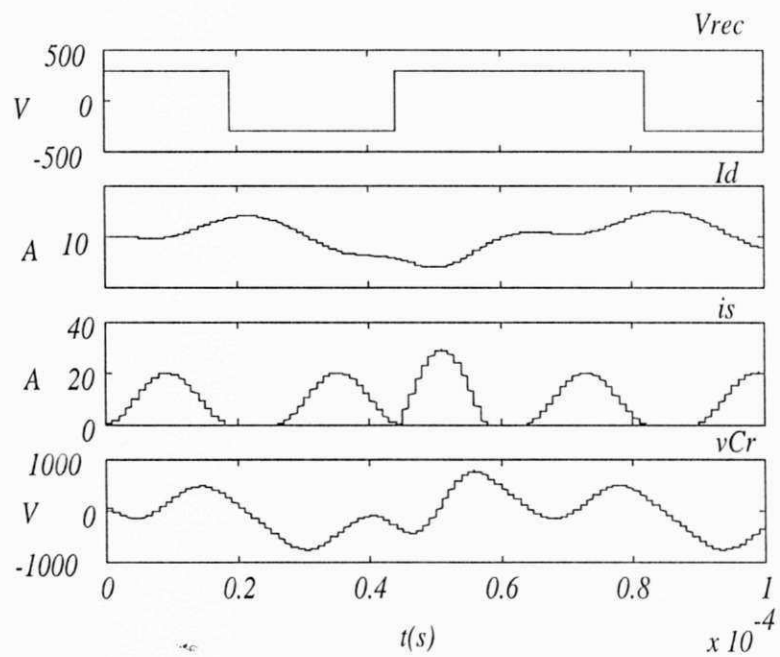


Figura 4.2: SRDCLC - Curvas do circuito simplificado.

Tempo de simulação = 10ms	Passo de Cálculo = 0,1μs
Máxima Tensão de Entrada = 300V	$V_{swt} = 30V$
$C_r = 1\mu F$	$L_r = 2mH$
$L_d = 50mH$	$C_o = 125\mu F$
$R = 10\Omega$	—

Tabela 4.1: SRDCL - Parâmetros da simulação.

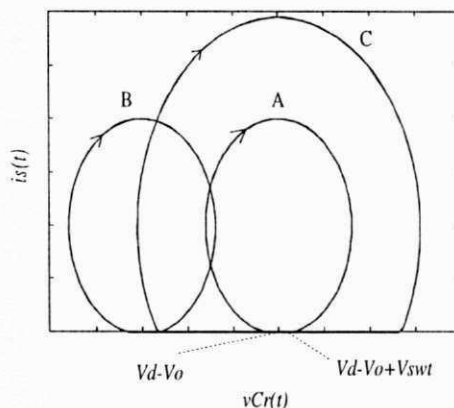


Figura 4.3: SRDCLC - Plano de fase.

passagem da tensão de excitação de $-V_d$ para $+V_d$.

O aparecimento dos pulsos irregulares, devido à técnica de controle adotada, apresentados na corrente $i_s(t)$ podem ser explicados com o auxílio do plano de fase mostrado na Fig. 4.3, onde é traçada uma trajetória $vC_r(t)$ vs $i_s(t)$. Com a aplicação da tensão $V_d > 0$ a oscilação da tensão $vC_r(t)$ ocorre sobre a trajetória A em torno de $V_d - V_o$, de $V_d - V_o - V_{swt}$ até $V_d - V_o + V_{swt}$. Quando, por necessidade do controle, a tensão de entrada é modificada, passando para $V_d < 0$, a oscilação da tensão $vC_r(t)$ ocorre sobre a trajetória B em torno de $-V_d - V_o$, ou seja os pulsos de corrente permanecem com a mesma amplitude. Porém quando a tensão de entrada retorna para $V_d > 0$ a oscilação da tensão $vC_r(t)$ ocorre sobre a trajetória C em torno de $V_d - V_o$, levando a tensão sobre o capacitor a variar $2V_d - V_{swt} \gg V_{swt}$.

Embora o exemplo mostrado seja relativo ao conversor SRDCLC estes picos ocorrem nos outros conversores, podem ser limitados nos conversores com grampeamento de tensão e ocorrem nos circuitos auxiliares nos conversores quase onda quadrada.

Nos circuitos com grampeamento, o controle da corrente I_d também se faz ne-

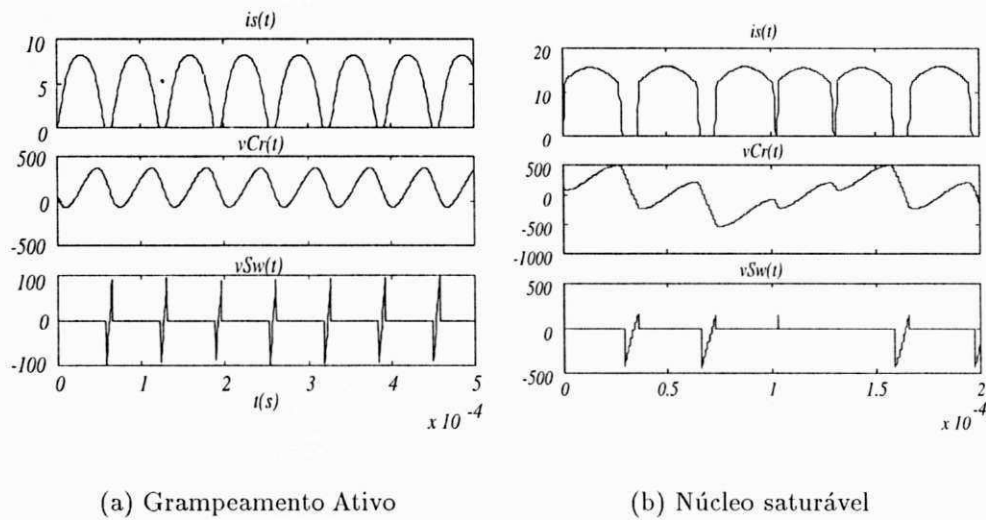


Figura 4.4: Pulsos ressonantes grampeados - Curvas do circuito simplificado com controle da corrente I_d .

Tempo de simulação = 0,2ms	Passo de Cálculo = 0,1μs
Tensão Máxima de Entrada = 300V	$V_{swt} = 100V$
$C_r = 145nF$	$L_r = 22,7\mu H$
$L_d = 14mH$	$L_c = 481\mu H$
$R = 20\Omega$	$C_o = 25\mu F$
$I_d = 10A$	—

Tabela 4.2: ACSRDCL - Parâmetros da simulação.

cessário, conforme já mencionado no Capítulo 2 deste trabalho. A Fig. 4.4 apresenta os resultados com a estratégia $+V_d, 0, -V_d$ aplicada aos circuitos com grampeamento ativo e com núcleo saturável, respectivamente. Os parâmetros para a simulação são apresentados nas Tab. 4.2 e 4.3.

Tempo de simulação = 0,2ms	Passo de Cálculo = 0,1 μ s
Tensão Máxima de Entrada = 300V	$V_{swt} = 100V$
$C_r = 200\mu F$	$L_{ri} = 0,1mH$
$L_d = 14mH$	$C_o = 25\mu F$
$R = 20\Omega$	$I_d = 10A$
$k = 2$ (reator saturável)	—

Tabela 4.3: SRDCLSC - Parâmetros da simulação.

4.3 Redução do Estresse de Tensão e Corrente nos Interruptores (principais e auxiliares)

Como visto na seção anterior, a regulação de corrente I_d gera, além dos estresses regulares, estresses irregulares de corrente e tensão. Outros estresses são gerados pelo chaveamento dos capacitores de filtro na saída do conversor, nos circuitos trifásicos (Murai & Lipo, 1988).

Uma maneira de limitar os picos de corrente é o grampeamento, como visto.

Os picos irregulares criados pelo controle da corrente de polarização podem ser eliminados pelo uso de uma técnica de controle mais conveniente. Essas possibilidades introduzidas em (Ledwich, da Silva, Aydemir, & Lipo, 1992) foram apresentadas de modo otimizado em (Castanheira et al., 1994) para as estratégias chamadas de $+V_d, -V_d$ e $+V_d, 0, -V_d$.

Se realizada na forma simétrica indicada na Fig. 4.5(b) a estratégia $+V_d, -V_d$ elimina os picos irregulares. Entretanto, como se observa na Fig. 4.5(a), a estratégia $+V_d, 0, -V_d$ elimina os picos irregulares. A tensão "0", como já mencionado, corresponde ao curto circuito do retificador de entrada.

4.4 Síntese das Formas de Onda de Entrada e/ou Saída

Devido à falta de controle sobre a largura do pulso e sobre o período no qual a corrente é nula (frequência constante de operação), as técnicas *PWM* não podem ser aplicadas

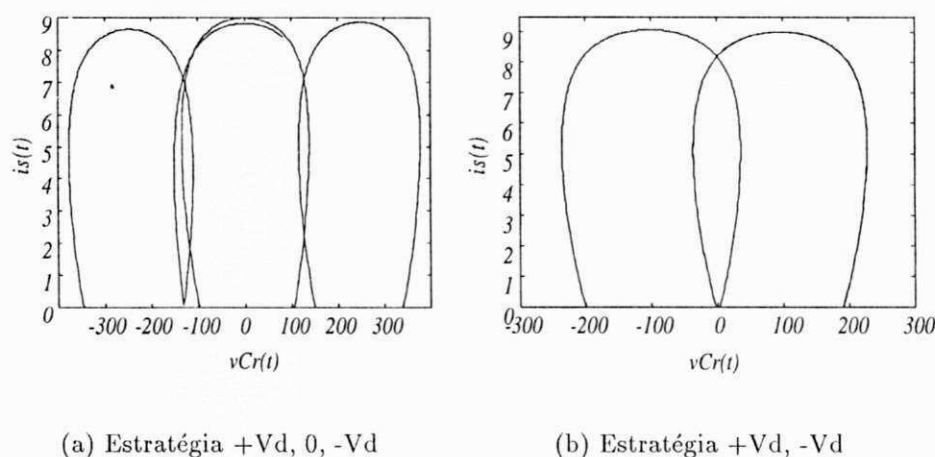


Figura 4.5: SRDCLSC - Planos de fase.

em conversores com largura do pulso e do entalhe fixos. A única técnica possível para sintetizar formas de onda senoidais é a modulação *PDM* (Nakamura et al., 1993), seja em malha fechada ou em malha aberta. A técnica *PWM* também não é aplicável aos conversores *ACSRDCL* e *SRDCLSC*, pois não existe controle sobre a largura do pulso de corrente.

Nestes conversores, a síntese das formas de onda de entrada e/ou saída, pode ser obtida com a técnica de modulação por distribuição de pulsos nas fases (*PDM*). Esta técnica pode ser aplicada na operação em malha aberta ou em malha fechada. Na operação em malha aberta a operação se dá por meio da comparação da energia equivalente dos pulsos discretos com a largura de pulso desejada para cada fase. Em malha fechada, um controlador *PID* determina a cada período de amostragem quais as fases que serão ligadas ao barramento *CC*.

Nos conversores com largura do pulso ajustáveis e largura do entalhe fixa ou variável, utilizam-se técnicas *PWM* em malha aberta quando o circuito de comando determina os tempos necessários em que as chaves devam permanecer conduzindo, de modo a produzirem as formas de onda senoidais desejadas (amplitude e fase). Neste caso, tanto a modulação *PWM* escalar como a vetorial podem ser aplicadas. Na operação em malha fechada, um regulador *PID* determina as chaves que irão comutar. O circuito de comando determina os tempos durante os quais as chaves devem permanecer ligadas.

A seguir é apresentada uma técnica de controle para gerar uma fonte de corrente

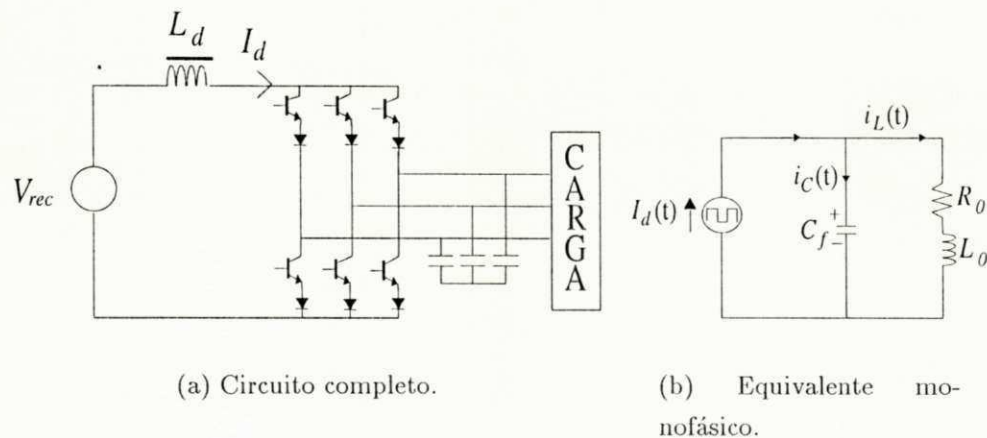


Figura 4.6: Inversor fonte de corrente PWM.

controlada por tensão, na qual é usado um regulador *PID*.

4.5 Fonte de Corrente Controlada por Tensão

Os inversores fonte de tensão (*VSI*) devido às suas características, podem ser considerados como conversores universais de potência (Joós & Espinoza, 1994). Estes inversores possuem, entretanto, algumas desvantagens as quais fazem parte das características inerentes dos inversores fonte de corrente (*CSI*). Tais características são a inerente proteção contra curto circuito e o baixo $\frac{dv}{dt}$ devido aos capacitores de saída. A implementação do controle de tensão em inversores *CSI*, aproveita tais características dos inversores *CSI*.

A topologia completa e o circuito simplificado do inversor *PWM – CSI* são apresentados na Fig. 4.6 com uma carga $R - L$, representando uma carga tipo corrente.

No circuito da Fig. 4.6(b), a corrente $i_d(t)$ é controlada de modo a fornecer ao circuito correntes $+I_d$, 0, e $-I_d$. As equações que descrevem seu funcionamento são descritas como,

$$i_d(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (4.1)$$

$$v_C(t) = R \cdot i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.2)$$

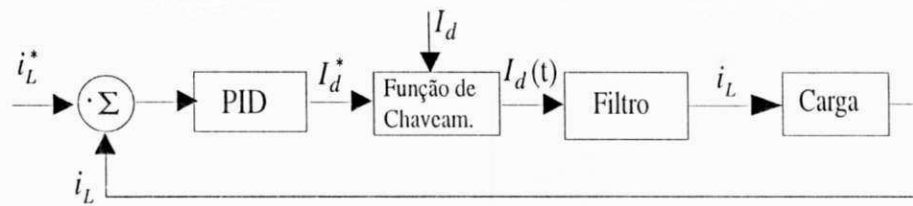


Figura 4.9: Diagrama em blocos do controle da corrente na carga utilizando um controlador PID.

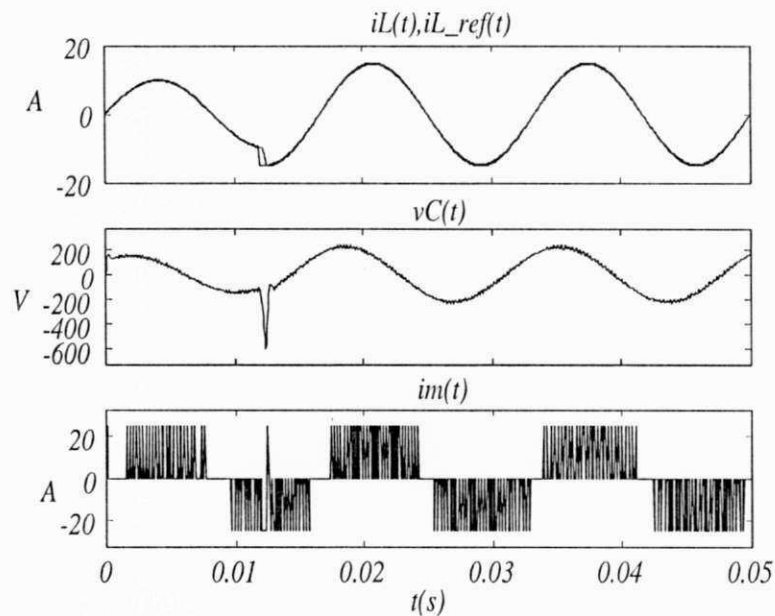


Figura 4.10: Controle da corrente de saída no conversor CSI..

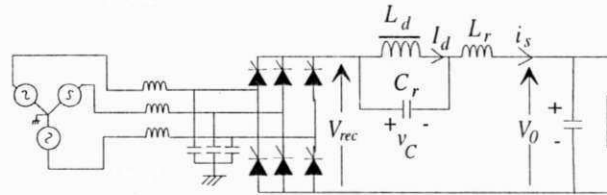
$$G_{CL}(s) = \frac{k}{k + s(sT_d + 1)} \quad (4.13)$$

O diagrama de blocos da Fig. 4.9 apresenta a seqüência dos sinais de controle quando a corrente $i_L(t)$ é a variável controlada.

Com base nos parâmetros do controlador obtidos, foram confeccionadas as curvas de simulação para uma corrente senoidal com um degrau em $12ms$ na Fig. 4.10. Os parâmetros da simulação são apresentados na Tab. 4.5.

Tempo de simulação = 50ms	Passo de Cálculo = 10 μ s
$I_d = 20A$	$f_s = 2kHz$
$C = 10\mu F$	$L = 30mH$
$R = 10\Omega$	$k_p = 1$
$k_i = 3,33 \cdot 10^6$	$k_d = 3 \cdot 10^{-3}$

Tabela 4.5: Controle da corrente na carga em CSI - Parâmetros da simulação.

Figura 4.11: Retificador trifásico - Controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada.

4.6 Controle do Fator de Potência

Certamente, as diferentes ações de controle podem ser usadas simultaneamente. A seguir são examinados alguns desses casos.

4.6.1 Controle do fator de potência e da corrente de polarização I_d

Uma técnica de controle aplicada a conversores com corrente pulsada no barramento CC é apresentada na Fig. 4.12, onde é efetuado além do controle da corrente I_d , o controle do fator de potência da entrada do retificador apresentado na Fig. 4.11. Nas curvas de simulação, um degrau de $3 * I_{ref}^*$ é imposto em 10ms e o controlador atua de modo a corrigir as formas de onda da corrente de entrada para o novo valor. O diagrama em blocos da estratégia de controle proposta é apresentado na Fig. 4.13.

A técnica de controle consiste na imposição do ângulo do fator de potência e da amplitude da corrente I_d . A amplitude da corrente I_d é comparada com a referência I_d^* e então a amplitude das correntes de referência podem ser calculadas pelo balanço da energia (Soebagia et al., 1996).

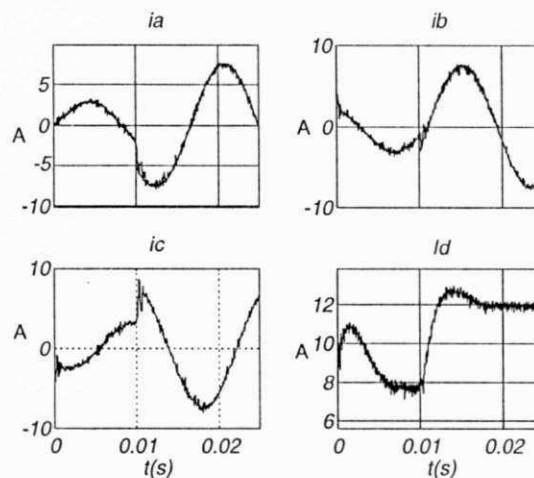


Figura 4.12: Curvas de simulação para o controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada.

$$I_{ref}^* = \frac{V_0 \cdot (I_d + I_{derro})}{3 \cdot V_d \cdot \cos(\phi)} \quad (4.14)$$

A lógica de gatilhamento é responsável pela escolha dos interruptores que devem ser comutados no próximo ciclo de ressonância. Esta consiste de um detector de maior erro positivo e menor erro negativo, de modo que o interruptor da meia-ponte superior e da meia ponte inferior, respectivamente, sejam determinados pelas fases que apresentam maior desvio da corrente de entrada em relação ao valor de referência da fase a qual estão conectados. Logo, o erro nas três fases não pode ser corrigido durante a ocorrência do pulso num mesmo período, mas a elevada frequência de comutação possibilita um bom desempenho dinâmico.

4.6.2 Controle do Fator de Potência e da Corrente de Polarização I_d Usando um Controlador PID

As características de entrada/saída dos conversores trifásicos tipo fonte de corrente os faz atrativos em sistemas nos quais se deseja o controle do fator de potência (Soebagia et al., 1996). Técnicas de comutação apropriadas possibilita o controle simultâneo da corrente de I_d , juntamente com a obtenção do fator de potência desejado, podendo ser utilizadas técnicas de modulação PDM ou PWM dependendo da habilidade do

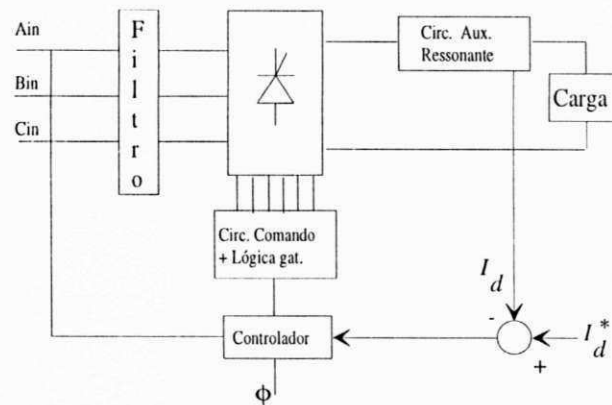


Figura 4.13: Diagrama em blocos para o controle da corrente I_d e do fator de potência na entrada num retificador trifásico.

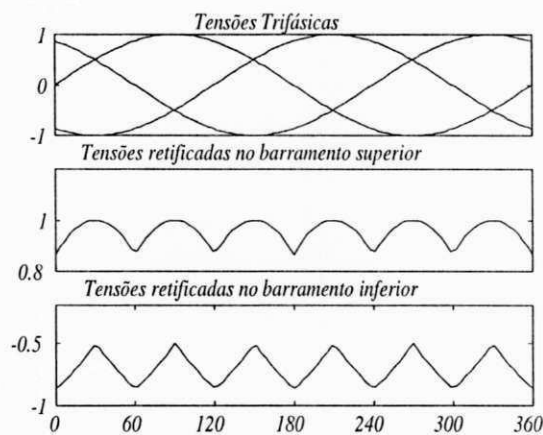


Figura 4.14: Tensões retificadas.

circuito em realizá-las.

A corrente de polarização I_d é controlada mediante a aplicação de tensões entre linhas direta, reversa ou nula. No caso do controle do fator de potência, uma seqüência de comutação dos interruptores da ponte retificadora trifásica deve ser seguida.

Seqüência de chaveamento do retificador trifásico

A seqüência de chaveamento necessária para se obter as tensões retificadas a partir de uma alimentação trifásica é mostrada na Fig. 4.14, utilizando-se os gráficos das tensões resultantes da operação de retificação dos interruptores.

A partir dos gráficos apresentados na Fig. 4.14 e do circuito do retificador mostrado

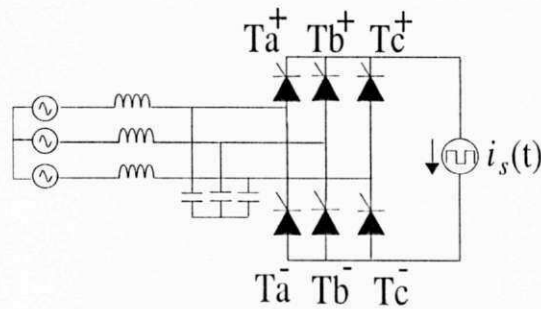


Figura 4.15: Retificador trifásico com seqüência de chaves.

Ângulo	Fase a	Fase b	Fase c
0 - 60	Ta ⁺	-	Tc ⁻
60 - 120	-	Tb ⁺	Tc ⁻
120 - 180	Ta ⁻	Tb ⁺	-
180 - 240	Ta ⁻	-	Tc ⁺
240 - 300	-	Tb ⁻	Tc ⁺
300 - 360	Ta ⁺	Tb ⁻	-

Tabela 4.6: Retificador trifásico: seqüência de chaveamento.

na Fig.4.15, é possível estabelecer a relação (Tab. 4.6) entre o ângulo das tensões e as chaves a serem ativadas. De forma análoga, se aplicada esta seqüência num conversor com barramento pulsado em corrente, formas de onda semelhantes (após serem filtradas) são obtidas.

Nos conversores com barramento pulsado, essa seqüência é aplicada ao retificador nos instante em que a fonte de corrente $i_s(t)$ é anulada. A corrente na entrada do retificador é composta por formas pulsadas defasadas de 120 graus (Fig. 4.16).

As formas de onda obtidas não devem ser utilizadas devido ao seu elevado conteúdo harmônico. A solução neste caso é a introdução de filtros na entrada do retificador de forma a suavizar essas formas de onda, deixando-as mais limpas ou o mais senoidais possíveis.

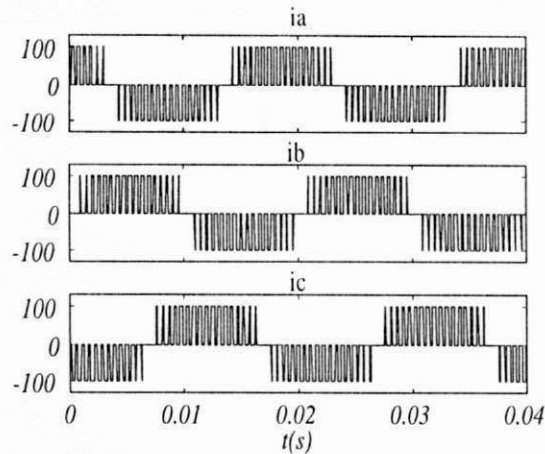


Figura 4.16: Pulsos modulados de corrente.

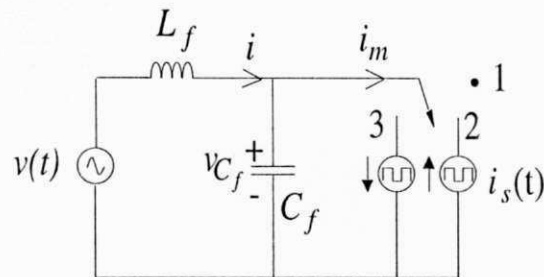


Figura 4.17: Equivalente monofásico do retificador, com filtro de entrada

Filtro de entrada

Qualquer que seja a técnica de modulação utilizada, o modelo de chaveamento adotado gera a injeção de harmônicos no sistema de potência, causando distorções na tensão de alimentação. Diversos limites impostos para a quantidade de harmônicos introduzidos num sistema de potência faz com que filtros de entrada sejam necessários para suavização dos pulsos de corrente fornecidos pelo barramento CC , devido ao tipo de modulação utilizada na operação. Um filtro colocado entre a fonte de alimentação trifásica e o barramento CC introduz uma defasagem entre as tensões e correntes de linha. O estudo de filtros de entrada é necessário para diminuir essas deficiências.

O filtro trifásico de entrada pode ser representado pelo seu circuito equivalente monofásico apresentado na Fig. 4.17. Suas equações são descritas a seguir.

$$v(t) = L_f \frac{di(t)}{dt} + vC_f \quad (4.15)$$

$$i(t) = i_m(t) + C_f \frac{dvC_f}{dt} \quad (4.16)$$

Observa-se que as equações do filtro de entrada estão em função da corrente de modulação $i_m(t)$, o que as leva a um tratamento natural para a introdução do controle da corrente de entrada $i(t)$. As equações para o controle do fator de potência a partir da corrente $i_m(t)$ são apresentadas a seguir.

Controlador *PID* da corrente de entrada

Desejando-se controlar a corrente de entrada $i(t)$ em função da corrente modulada $i_m(t)$, deve-se escrever a função de transferência a partir do seguinte modelo

$$i(t) = i_m(t) + C_f \left[\frac{dv(t)}{dt} - L_f \frac{d^2i(t)}{dt^2} \right] \quad (4.17)$$

que aplicando a transformada de Laplace se transforma em,

$$I(s) = I_m(s) + C_f \cdot S \cdot V(s) - C_f \cdot L_f \cdot s^2 \cdot I(s)$$

$$I(s) = \frac{1}{1 + C_f \cdot L_f \cdot s^2} I_m(s) + \frac{C_f \cdot s}{1 + C_f \cdot L_f \cdot s^2} V(s) \quad (4.18)$$

A função de transferência que relaciona a variável de controle e a variável controlada é dada por,

$$G_s(s) = \frac{I(s)}{I_m(s)} = \frac{1}{1 + C_f \cdot L_f \cdot s^2} \quad (4.19)$$

Como a função de transferência é de segunda ordem, um controlador *PID* é necessário para anular os pólos do sistema e impor a dinâmica necessária ao sistema para redução dos harmônicos. A função de transferência de um controlador *PID* ideal é dada por,

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s$$

Os parâmetros do controlador podem, então, ser obtidos, ressaltando que para implementação prática o termo derivativo deve ser modificado, pois não existe dispositivo físico que responda com um impulso quando a entrada é um degrau. Desta forma a função de transferência utilizada será a de um controlador PID que possa ser implementado na prática, como mostra a equação a seguir.

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d \cdot s}{sT_d + 1} \quad (4.20)$$

Ou ainda,

$$\frac{k(sT_a + 1)(sT_b + 1)}{s(sT_d + 1)} \quad (4.21)$$

onde, T_a e T_b são os zeros do controlador que irão cancelar os pólos do sistema, e T_d é a menor constante de tempo do mesmo sistema.

Para o sistema em malha aberta tem-se

$$G_{OL} = G_s(s) \cdot G_c(s) \quad (4.22)$$

e que, ao escolher k_d e k_i de forma a anular os pólos do sistema são obtidos

$$k_d = C_f \cdot L_f, \quad k_i = 1$$

O valor de k_p é determinado para que o ganho direto em malha fechada seja próximo da unidade, ou seja, o sinal da variável controlada seja igual ao sinal de referência.

$$G_{OF} = \frac{k_p}{1 + k_p} \quad (4.23)$$

Portanto, $i(t)$ estará tanto próximo de $i_m(t)$ quanto maior for o valor de k_p .

Compensação do defasamento introduzido pelo filtro de entrada

Durante a operação normal do retificador tipo fonte de corrente a modulação impõe que a corrente na entrada do retificador $i_m(t)$ esteja em fase com a tensão sobre o capacitor de filtro. O mesmo não acontece entre a corrente de entrada $i(t)$ e a tensão de alimentação, pois, esta última, deve fornecer/absorver a energia reativa produzida pelo filtro de entrada.

Para compensar o efeito do deslocamento de fase imposto pelo filtro de entrada (Zargari & Joos, 1994) deve-se encontrar uma equação que descreva a forma de onda na entrada do retificador. Isto é, o sinal modulante com o fator de potência desejado, quando é corretamente representado pela função do chaveamento ou de modulação, fornecerá as formas de onda senoidais com o fator de potência desejado. Escrevendo as equações do filtro em função de reatâncias, e sendo $I = I_{max} \cdot \text{sen}(\omega.t - \varphi)$ e $V = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega.t)$, a corrente e tensão de entrada, respectivamente, tem-se,

$$vC_f(t) = V \cdot \text{sen}(\omega.t) - \omega \cdot L_f \cdot I_{max} \cdot \text{cos}(\omega.t - \varphi) \quad (4.24)$$

$$i_m(t) = I_{max} \cdot (1 - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_f) \cdot \text{sen}(\omega.t - \varphi) - \omega \cdot C_f \cdot V_{max} \cdot \text{cos}(\omega.t) \quad (4.25)$$

Logo, a Eq. 4.25 representa a corrente de referência que deve ser utilizada pelo controlador *PID* para impor o ângulo φ do fator de potência desejado.

Para que o conversor funcione corretamente a corrente de polarização do barramento *CC* deve ser mantida constante ou quase constante, de modo que o controle do fator de potência seja efetivo.

Controle da corrente I_d do barramento *CC*

A corrente de referência deve ser imposta para definir o deslocamento de fase entre a tensão e a corrente de entrada do sistema. Para isso, apenas o ângulo de defasagem é especificado, ficando sua amplitude determinada pelo balanço de energia e pela corrente de polarização I_d^* requerida pela carga, que no caso de um conversor trifásico é dado por

$$I_d^* = \frac{V_L}{R_L} \quad (4.26)$$

$$3 \cdot V \cdot I^* \cos(\varphi) = V_L \cdot I_d^*$$

$$I^* = \frac{V_L \cdot I_d^*}{3 \cdot V \cdot \cos \varphi} \quad (4.27)$$

Onde, V_L e R_L são a tensão e corrente na carga respectivamente.

Definidas as correntes de referência trifásicas, o controlador deve gerar, a partir dos erros de corrente obtidos ($i^*(t) - i(t)$) nas três fases, quais as fases a serem comutadas para o próximo período de ressonância. Nos conversores tipo fonte de corrente, apenas dois interruptores estão simultaneamente conduzindo. A escolha dos interruptores a comutar é feita encontrando-se o maior erro positivo e o menor erro negativo nas fases. Na fase com maior erro positivo, será comutada a chave da parte superior do conversor, e na fase com menor erro negativo será comutada a chave da parte inferior, de modo que seja compensado o erro nas fases com maior erro de fase. Com esta técnica a frequência de amostragem pode ser tão elevada quanto a frequência de comutação.

Para realização da implementação os sinais de sincronismo entre as formas de onda devem ser encontrados para que seja dada a correta defasagem entre as formas de onda da tensão e corrente de entrada.

Considerações práticas

As correntes de referência são obtidas por meio de medição das tensões senoidais entre linhas na entrada, divididas pelo seu valor máximo e deslocadas do fator de potência desejado. Em seguida, estes resultados são multiplicados pelo valor de amplitude calculado para então serem comparados com as demais correntes senoidais medidas na entrada do sistema. O diagrama em blocos simplificado do sistema em estudo é apresentado na Fig. 4.18.

4.7 Conclusão

As áreas de aplicação dos conversores tipo fonte de corrente não se restringem a controle de cargas com corrente constante, mas, também, possibilitam a síntese de formas de onda tanto de corrente quanto de tensão.

Assim, diferentes ações de controle podem ser aplicadas aos conversores com corrente pulsada no barramento. Como resultado dessas ações de controle podem ser obtidas formas de onda senoidais na entrada e/ou saída dos conversores, controle do fator de potência, redução de estresse de tensão e corrente entre outras possibilidades, aumentando a flexibilidade dos conversores de que trata este trabalho.

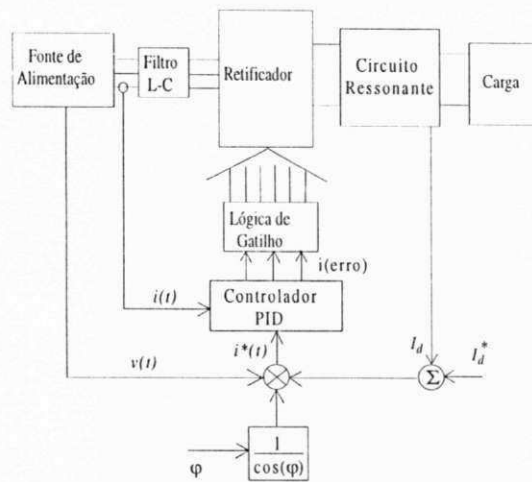


Figura 4.18: Diagrama em blocos do controle do fator de potência utilizando um controlador PID.

As técnicas aplicadas dependem do tipo de conversor utilizado e dos objetivos desejados.

As técnicas de controle devem finalmente adequar o grau de complexidade do controlador aos custos envolvidos para sua implantação. Isto significa que os circuitos devem ser comandados por meio de técnicas de controle robusto sem que causem degradação na qualidade do seu desempenho.

Capítulo 5

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES *PWM* COM CORRENTE PULSADA NO BARRAMENTO *CC*

5.1 Introdução

A modulação por largura de pulso é largamente utilizada em eletrônica de potência. Uma razão para o uso da modulação *PWM* é que ela impõe a forma de onda da tensão e/ou corrente e a frequência dessas formas de onda, de acordo com as necessidades específicas da aplicação em consideração. Além disso a técnica *PWM* não requer estágio extra para realização do controle, sendo adequada para muitas aplicações, ou seja, a implementação de uma lógica de disparo/bloqueio dos interruptores das pontes existe independentemente do circuito em que se aplica, desde que se deseje um controle de algum parâmetro das formas de onda de tensão ou corrente. As aplicações a que se destina o que referem-se, por exemplo, ao controle do fator de potência da entrada/saída, controle da ondulação na corrente do barramento *CC*, produzindo ainda formas de onda senoidais na entrada/saída. As técnicas de modulação *PWM* foram desenvolvidas para reduzir o conteúdo harmônico resultantes do chaveamento, obter melhor aproveitamento da forma de onda fundamental resultante da modulação, obter menor

número de comutações.

Os diversos métodos de controle *PWM* que permitem a síntese das formas de onda, podem ser divididos em dois grandes grupos (Holtz, 1992) como indicado a seguir.

- Esquemas diretos (sem realimentação) - o vetor representante das tensões trifásicas segue um vetor de referência. Os métodos descritos por este esquema são:
 - *PWM* baseado em portadora, muito utilizado - Intervalos com duração fixa, durante o qual, um braço do conversor assume dois estados de chaveamento consecutivos de tensões/correntes de polaridade opostas;
 - método da sub-oscilação - o vetor referência pode ser distorcido para melhorar o índice máximo de modulação;
 - modulação vetorial - três vetores de estados de chaveamento consecutivos, são aplicados durante um intervalo de tempo fixo. O vetor tensão/corrente média resultante deve ser igual ao vetor referência amostrado. Vetores adjacentes são escolhidos para obter a mínima distorção harmônica. Os vetores devem ser escolhidos de forma a provocarem o mínimo número de comutações;
 - portadora sincronizada - para reduzir os sub-harmônicos de baixa frequência, que produzem perdas adicionais, a frequência da portadora é sincronizada com a frequência da referência;
 - técnicas de amostragem - para contornar a dificuldade de detectar o instante de cruzamento entre os sinais modulante e portadora, sendo os valores de referência previamente estabelecidos e armazenados numa memória de acordo com o índice de modulação escolhido. Os instantes de cruzamento da modulante com a portadora triangular é calculado "on-line";
 - *PWM* sem portadora - para distribuir a energia dos harmônicos sobre uma ampla faixa de frequências, ao invés de concentrá-las em algumas frequências discretas, realiza-se a modulação "space vector" modificada. Efeito semelhante pode ser conseguido pelo controle da frequência da portadora, por um sinal variado aleatoriamente;

- *PWM* direto otimizado - procedimentos de otimização reduzem os componentes sub-harmônicos elevados, através da determinação de um número finito de ângulos de chaveamento.
 - Eliminação de harmônicos - através da escolha do número de ângulos de chaveamento, podemos eliminar/reduzir harmônicos de baixa ordem;
 - Funções específicas - após a escolha do critério para minimização, procura-se, através de soluções numéricas, os mínimos locais da função escolhida.
- Controle *PWM* com realimentação - realizam a seqüência de chaveamento numa malha fechada de controle, determinada pelas variáveis envolvidas no controle.
 - Métodos não ótimos - por permitirem que um erro sempre esteja presente entre o sinal de referência e o sinal de saída do controlador.
 - * Controle de corrente por histerese - utiliza um controlador para cada fase, de forma que o erro na corrente de cada fase permaneça dentro da faixa de histerese. O erro máximo que pode ocorrer é o dobro da máxima magnitude permitida pelo controlador de histerese;
 - * Controle de corrente por sub-oscilação - um esquema de modulação, baseado em portadora, associado a uma malha de controle de corrente, constitui este controle, conseguindo-se porém um pequeno erro de corrente;
 - * Controle vetorial da corrente - o erro de corrente não nula em regime permanente, inerente aos esquemas anteriores e indesejável em controladores de desempenho elevado, podendo ser eliminado pelo uso de um modelo do sistema que considera as perturbações de forma a compensá-las;
 - * Método da tabela pré-carregada - os vetores de chaveamento são lidos de uma tabela, a qual é endereçada pelo vetor erro, demais variáveis de estado do sistema e estados de chaveamento atual;
 - Métodos *PWM* com otimização em tempo real
 - * Controle preditivo de corrente - semelhantemente ao método da tabela discutido anteriormente, os tempos de chaveamento são determinados

pelas condições de contorno do erro, obtidos de uma tabela. As trajetórias do vetor corrente são calculadas, com base num modelo do sistema e o tempo requerido para reduzir o próximo erro é conhecido antecipadamente;

- * Controle de largura do pulso para aplicações de alta potência, onde uma redução da frequência de chaveamento se faz necessária;
- * Controle da trajetória - A combinação de otimizações "off-line" para o regime permanente e otimização "on-line" para o regime transitório, combina as vantagens dos dois métodos.

Nos esquemas de controle *PWM* a frequência de chaveamento, na maioria dos casos é mantida elevada. Como os dispositivos de chaveamento têm atrasos de resposta aos sinais de controle durante operações "liga" e "desliga", algumas condições de chaveamento devem ser satisfeitas para garantir a integridade dos dispositivos e o seu correto funcionamento. A seguir são apresentadas essas restrições.

- "on-time" mínimo - para evitar perdas desnecessárias, por chaveamento excessivo dos dispositivos, uma lógica de controle é implementada, de forma que os chaveamentos menores que o mínimo "on-time" sejam ignorados.
- atraso "turn-off" - devido ao efeito de armazenamento de energia por elementos reativos parasitas, os dispositivos de chaveamento necessitam de um tempo para recuperação de suas características de bloqueio. E, para que não ocorra um curto-circuito num braço do conversor, um atraso de tempo se faz necessário, entre o "turn-off" de um braço e "turn-on" de outro.

Para avaliar o desempenho dessas técnicas, permitindo uma avaliação da relação custo-benefício para as diversas aplicações a que se destinam, vários critérios podem ser empregados, dentre eles:

- Harmônicos de corrente;
- Espectro de harmônicos - contribuição individual das componentes de frequência dos harmônicos de corrente;
- Harmônicos produzidos por uma dada seqüência de chaveamento;

- Desempenho dinâmico - que é avaliado em malha fechada, ou seja, o tempo de resposta é influenciado pela frequência de chaveamento e/ou método *PWM* utilizado; como também em malha aberta, onde a estrutura utilizada irá determinar seu desempenho.

As diversas técnicas de controle *PWM* quando aplicadas a sistemas chaveados, controlam eficientemente o fluxo de potência de um sistema, estando porém este, sujeito a problemas decorrentes da técnica de modulação utilizada. As classes de modulação *PWM* analógicas baseadas em portadora e a modulação *PWM* programada ou vetorial foram desenvolvidas para minimizar estes problemas.

A aplicação das técnicas *PWM* analógicas ou programadas em conversores tipo fonte de corrente podem ser tão precisas quanto as possibilidades de controle permitidas sobre as formas de onda da corrente no barramento *CC*. Nos conversores onde é possível obter-se o controle apenas da largura do pulso ou da largura do entalhe, sincronizados com uma técnica *PWM*, diz-se que operam em pseudo-*PWM*, enquanto nos conversores com possibilidade de controle desses dois intervalos de corrente operam com verdadeiro *PWM*.

Nos conversores tipo fonte de corrente o padrão *PWM* utilizado deve ser tal que o conversor permita um caminho de corrente em todos os momentos (Ohnishi & Okitsu, 1983). Ainda, o desempenho do sistema pode ser melhorado se a corrente possuir um caminho alternativo quando não circular no conversor (Joos & Moschopoulos, 1991). Também, a frequência de operação e o rendimento do conversor podem ser aumentados se ele operar com comutação suave (Moschopoulos & Joós, 1994), (da Silva et al., 1992), (Buso et al., 1994). Os conversores *PWM* com comutação suave que operam com corrente pulsada no barramento *CC* utilizam um circuito auxiliar que, quando acionado, anula a corrente no barramento *CC*. As comutações são efetuadas durante os intervalos em que a corrente resultante no barramento se anula, ou seja, nos entalhes dos pulsos. Esses entalhes podem ter largura fixa (da Silva et al., 1992), (Buso et al., 1994) ou largura variável (Moschopoulos & Joós, 1994).

Parte dos estudos que se seguem são realizados com a representação simplificada do conversor com barramento pulsado apresentada na Fig. 5.1, onde o barramento pulsado é representado por uma fonte de corrente pulsada com amplitude constante, $i_s(t)$. A validade do modelo utilizado é argumentada com o fato de que as formas de

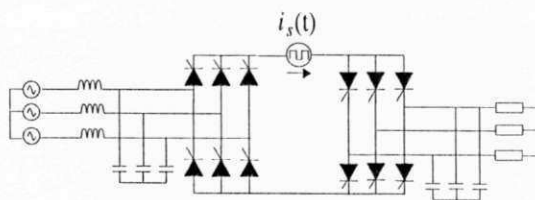


Figura 5.1: Conversor com fonte de corrente ideal.

onda encontrada nos conversores estudados são sempre do tipo pulsadas (seção 2.2, p.9), sendo portanto a forma de controle semelhante variando somente na forma do cálculo dos tempos, onde se deve considerar a energia contida em cada pulso, seja para o caso do entalhe na corrente pulsada ser fixo ou ajustável.

5.2 Modulação Vetorial Aplicada a Conversores do Tipo Fonte de Corrente

A modulação vetorial tem como principal vantagem sobre a modulação escalar a não necessidade de sincronização entre os sinais modulante e portadora. Esta vantagem implica em simplicidade na implementação do controle.

Nos conversores tipo fonte de corrente, os interruptores são comutados aos pares: um interruptor da meia ponte superior (a^+ , b^+ , c^+) e um interruptor da meia-ponte inferior (a^- , b^- , c^-) devem conduzir ao mesmo tempo. As distribuições de corrente nas três fases, conseguidas com a comutação de um par de interruptores dentre os seis interruptores existentes no retificador/inversor, são apresentadas na Tab. 5.1. As formas de onda das correntes nas três fases é indicada na Fig. 5.2. Cada par de interruptores em condução impõe uma tensão no barramento CC , e nas fases a que estão conectados as amplitudes das correntes são bem determinadas, ou seja, a corrente do barramento CC , I_d , é distribuída nas fases de entrada/saída como $+I_d$, $-I_d$ ou 0. Com isto o conversor pode assumir seis diferentes configurações onde dois interruptores de braços diferentes são comutados e três configurações onde dois interruptores do mesmo braço curto-circuitam a corrente do barramento CC . Esta seqüência de comutações pode ser representada no plano complexo (α, β) por seis vetores de corrente (Fig. 5.3)

VETORES	Fases Comutadas	i_{s_a}	i_{s_b}	i_{s_c}
I_1	a^+b^-	I_d	$-I_d$	0
I_2	a^+c^-	I_d	0	$-I_d$
I_3	b^+c^-	0	I_d	$-I_d$
I_4	b^+a^-	$-I_d$	I_d	0
I_5	c^+a^-	$-I_d$	0	I_d
I_6	c^+b^-	0	$-I_d$	I_d

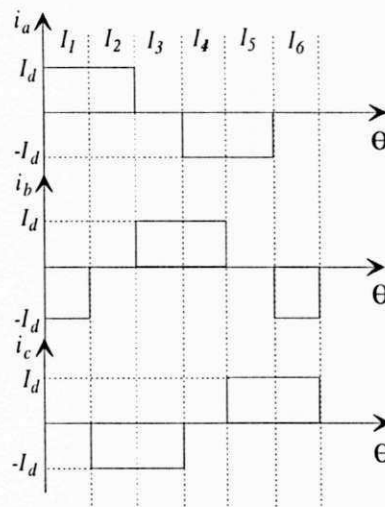
Tabela 5.1: Distribuição da corrente I_d nas chaves do conversor.

Figura 5.2: Pulsos de corrente obtidos com a comutação de dois interruptores.

com amplitudes constantes e iguais a $(I_d\sqrt{3})^1$ e por três vetores nulos.

Os vetores nulos são apresentados na Tab. 5.2. No caso de conversores com barramento pulsado também pode ser considerado vetor nulo a ocorrência de corrente nula ($i_s(t) = 0$) no barramento CC .

¹Por exemplo, $|I_2| = \sqrt{(I_d + I_d \cdot \cos(60^\circ))^2 + (I_d \cdot \sin(60^\circ))^2} = I_d \cdot \sqrt{3}$.

	a^+a^-
I_o	b^+b^-
	c^+c^-

Tabela 5.2: Vetores nulos.

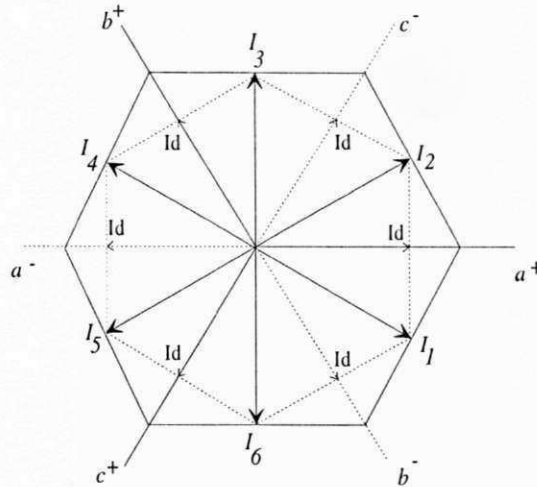


Figura 5.3: Posições discretas dos vetores de corrente.

O hexágono definido pelos vetores pode representar todas as referências de corrente (no plano (α, β)) que podem ser produzidas pela modulação dos interruptores do conversor. As tabelas 5.1 e 5.2 definem posições discretas dos vetores de corrente. O que se deseja, porém, no processo de modulação vetorial, é a representação discreta das variações de um vetor contínuo de referência a partir dos vetores ativos e nulos apresentados na Fig. 5.3. Para isso, faz-se necessária a definição de setores de corrente que irão definir a posição do vetor corrente de referência em qualquer ângulo de sua excursão (Fig. 5.4). A Fig. 5.5(a) mostra os seis setores de correntes (1-6) em que pode ser dividido o hexágono da Fig. 5.3. A Fig. 5.5(b) mostra, no mesmo hexágono, os seis setores de tensão (A-F) a serem considerados posteriormente.

Os vetores discretos, obtidos das combinações de pares de interruptores que conduzem simultaneamente, limitam os setores de corrente. Nos setores de tensão os limites devem garantir a unicidade da seqüência de tensões crescentes conforme mostra a Tab. 5.3.

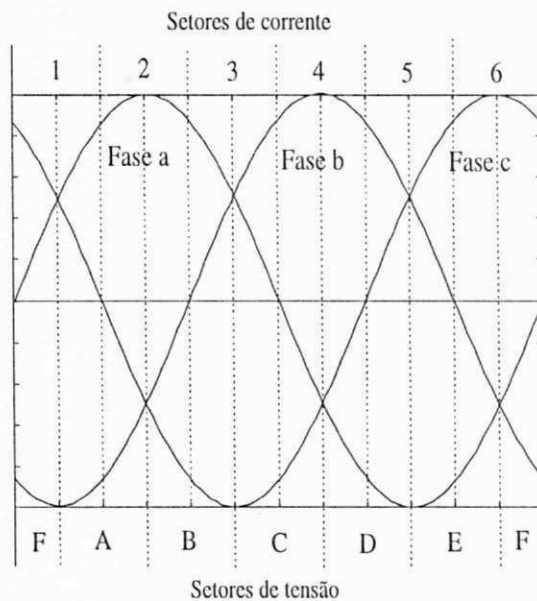


Figura 5.4: Setores de tensão e corrente definidos no tempo em função das correntes de fase.

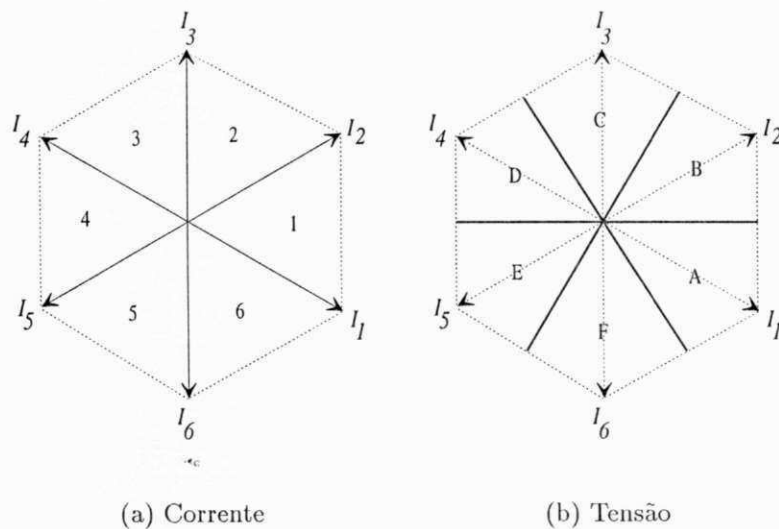


Figura 5.5: Representação dos setores de corrente e de tensão a partir das posições dos vetores discretos.

SETOR DE TENSÃO	RELAÇÃO ENTRE TENSÕES
A	$v_a > v_c > v_b$
B	$v_a > v_b > v_c$
C	$v_b > v_a > v_c$
D	$v_b > v_c > v_a$
E	$v_c > v_b > v_a$
F	$v_c > v_a > v_b$

Tabela 5.3: Relação entre as tensões trifásicas nos setores de tensão

A técnica PWM vetorial mais utilizada consiste na localização do vetor referência num dos seis setores de correntes definidos anteriormente determinando, assim, quais os vetores adjacentes e qual o vetor nulo que devem ser utilizados para reproduzir em amplitude e fase essa referência. A ordenação dos setores de tensão deve ser obtida para garantir que a comutação entre linhas ocorra, ou seja, os interruptores devem sempre ser polarizados diretamente e a diferença de tensão entre linhas deverá fornecer a tensão de polarização necessária.

Os vetores aplicados e seu tempo de aplicação devem satisfazer à equação

$$I^*.T = I_x.t_x + I_y.t_y + I_0.t_0 \quad (5.1)$$

onde I_x , I_y e I_0 representam os vetores adjacentes e o vetor nulo, respectivamente.

Os tempos t_x , t_y e t_0 de aplicação dos vetores podem ser calculados de várias maneiras. A escolha da seqüência de cálculos adotada reflete diretamente na complexidade de implementação. Para fins de comparação, são apresentadas a seguir as expressões utilizadas que definem o cálculo no referencial (α, β) efetuado em (da Silva et al., 1992). Tendo-se o conhecimento das componentes de I^* nas três fases, os tempos t_x , t_y e t_0 podem ser calculados como segue.

$$t_x = A \left[\left(I_\alpha^* \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{I_\beta^*}{2} \right) \text{sen} \left(\frac{\pi x}{3} \right) - \left(-\frac{I_\alpha^*}{2} + I_\beta^* \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \left(\frac{\pi x}{3} \right) \right] \quad (5.2)$$

$$t_y = -A \left[\left(I_\alpha^* \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{I_\beta^*}{2} \right) \text{sen} \left(\frac{\pi (x-1)}{3} \right) - \left(-\frac{I_\alpha^*}{2} + I_\beta^* \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \left(\frac{\pi (x-1)}{3} \right) \right] \quad (5.3)$$

$$t_0 = T - t_x - t_y \quad (5.4)$$

onde $A = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{T}{I_d} \right)$.

Como exemplo mostra-se o caso onde o vetor referência, I^* , encontra-se no setor (1). Logo os vetores adjacentes I_1 e I_6 são utilizados para representar o vetor referência.

Exemplo 5.2.1

$$\begin{cases} T.I_\alpha^* = I_{1\alpha}.t_1 + I_{6\alpha}.t_6 \\ T.I_\beta^* = I_{1\beta}.t_1 + I_{6\beta}.t_6 \end{cases}$$

$$\begin{cases} T.I_\alpha^* = \sqrt{3}I_d \frac{\sqrt{3}}{2} t_1 + \sqrt{3}I_d \frac{\sqrt{3}}{2} t_6 \\ T.I_\beta^* = \sqrt{3}I_d \frac{1}{2} t_1 + \sqrt{3}I_d \left(-\frac{1}{2}\right) t_6 \end{cases}$$

$$T \begin{vmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \end{vmatrix} = \sqrt{3}I_d \begin{vmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} t_1 \\ t_6 \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} t_1 \\ t_6 \end{vmatrix} = \left(-\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \frac{T}{\sqrt{3}I_d} \begin{vmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_\alpha^* \\ I_\beta^* \end{vmatrix}$$

logo,

$$t_1 = -\frac{2T}{3I_d} \left(-\frac{1}{2}I_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}I_\beta^*\right) \text{ e } t_6 = -\frac{2T}{3I_d} \left(-\frac{1}{2}I_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}I_\beta^*\right)$$

5.3 A Técnica da Modulação Escalar Aplicada a Conversores do Tipo Fonte de Corrente

É possível utilizar diretamente as referências trifásicas para determinar o tempo de operação dos interruptores, de forma a impor uma corrente média em cada fase, durante o período de amostragem (ou período de modulação) T . Essa técnica é chamada de escalar em (Jacobina, Silva, Lima, & Ribeiro, 1995).

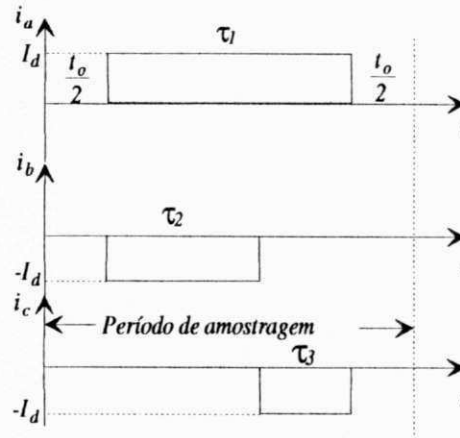


Figura 5.6: Distribuição dos pulsos de corrente durante um período de amostragem arbitrário.

Nos conversores tipo fonte de corrente somente dois interruptores do retificador e/ou do conversor podem estar conduzindo simultaneamente. Suponha-se que num determinado período de amostragem T , as correntes nas fases de entrada/saída do conversor são como as indicadas na Fig. 5.6. Para que cada fase tenha o valor desejado da corrente média, deve-se ter

$$\tau_n \cdot I_d = i_n^* \cdot T \implies \tau_n = \frac{i_n^* \cdot T}{I_d} \quad (5.5)$$

onde τ_n pode ser positivo ou negativo dependendo do valor de i_n^* .

Definindo

$$\tau_M = \max(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (5.6)$$

tem-se que

$$t_o = T - |\tau_M| \quad (5.7)$$

e

$$|\tau_{n+1}| + |\tau_{n-1}| = |\tau_M| \quad (5.8)$$

Calculado os tempos de aplicação das chaves, os passos para definir os interruptores a comutar são dados pelo algoritmo a seguir.

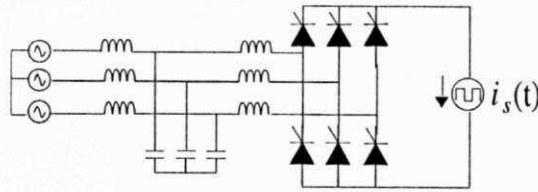


Figura 5.7: Retificador com barramento pulsado ideal.

Algoritmo 5.3.1 Calcular $\tau_1 = \frac{i_1^* \cdot T}{I_d}$, $\tau_2 = \frac{i_2^* \cdot T}{I_d}$, $\tau_3 = \frac{i_3^* \cdot T}{I_d}$;

Determinar o máximo τ_M ;

Programar os temporizadores (*cont*)

se $cont \leq \frac{t_o}{2}$ ou $cont \geq T - \frac{t_o}{2} \rightarrow$ braço do conversor em curto

se $cont \geq \frac{t_o}{2}$ e $cont \leq \frac{t_o}{2} + |\tau_{n+1}| \rightarrow$ primeiro par de chaves

se $\tau_M > 0 \Rightarrow q_n^2 = 1, \bar{q}_{n+1} = 1$, restante das chaves = 0

se $\tau_M < 0 \Rightarrow \bar{q}_n = 1, q_{n+1} = 1$, restante das chaves = 0

se $cont \geq \frac{t_o}{2} + |\tau_{n+1}|$ e $cont \leq \frac{t_o}{2} + |\tau_M| \rightarrow$ vetor 2

se $\tau_M > 0 \Rightarrow q_n = 1, \bar{q}_{n-1} = 1$, restante das chaves = 0

se $\tau_M < 0 \Rightarrow \bar{q}_n = 1, q_{n-1} = 1$, restante das chaves = 0

5.4 Modulação Vetorial Aplicada a Conversores com Corrente Pulsada no Barramento *CC*

Na aplicação da modulação vetorial a conversores com corrente pulsada no barramento *CC*, os tempos de aplicação dos vetores são calculados como citado anteriormente. Em seguida, utilizando-se um padrão de chaveamento apropriado (Van Der Broeck, Skudelny, & Stanke, 1988; Ogasawara, Akagi, & Nabae, 1989)³, os vetores são aplicados de forma a seguir o vetor corrente de referência, I^* . Uma possibilidade de aplicação da modulação vetorial aos conversores com corrente pulsada no barramento *CC* é que, nos instantes de aplicação de qualquer vetor da Fig. 5.3, o circuito auxiliar seja acionado

² $q_n = 1 \Rightarrow$ chave conduzindo, $q_n = 0 \Rightarrow$ chave bloqueada.

³Citado em (da Silva et al., 1992)

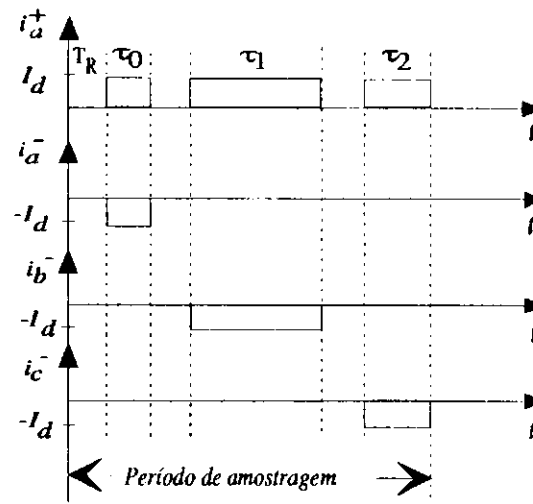


Figura 5.8: Aplicação dos vetores com zero de corrente no barramento para cada vetor a ser imposto.

para anular a corrente $i_s(t)$ no barramento CC e permitir uma comutação a corrente nula. A Fig. 5.8 apresenta os pulsos de corrente para uma situação arbitrária do vetor de referência.

Esta forma de aplicação da técnica *PWM* vetorial aplicada a conversores com corrente pulsada no barramento CC não é conveniente. Num período de modulação um certo número de comutações são necessárias para a aplicação dos vetores, dependendo do padrão de chaveamento adotado, e assim diversos entalhes são introduzidos na corrente pulsada, reduzindo assim a corrente média disponível na saída do conversor. Além disso quanto maior o número de comutações, mesmo utilizando *ZVS* (Buso et al., 1994) ou *ZCS* (Joós & Espinoza, 1994), maiores são as perdas totais do conversor. Este último aspecto configura a principal desvantagem dessa técnica.

5.4.1 Conversores com comutação a tensão nula

O número de comutações por período de modulação pode ser reduzido por uma técnica que não necessite da intervenção do circuito auxiliar de comutação várias vezes durante o intervalo de amostragem.

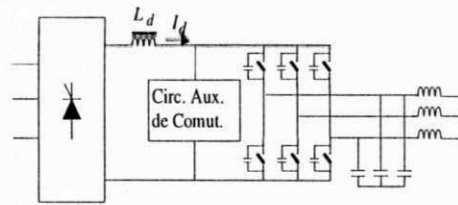


Figura 5.9: Inversor fonte de corrente operado com ZVS.

O conversor considerado em (Buso et al., 1994) (Fig. 5.9), embora seja do tipo fonte de corrente, inclui o "snubber" de cada interruptor o que resulta na comutação a tensão nula dos interruptores da ponte. A seqüência de chaveamento é definida para incluir somente uma assistência do circuito auxiliar de comutação, em cada período de modulação, reduzindo o número de comutações. Para evitar a intervenção do circuito auxiliar de comutação quando um vetor necessitar ser aplicado ao circuito, dentro de um período de modulação, os autores usaram uma técnica semelhante à da comutação de linha no controle de fase. Como já mencionado, deve haver, sempre, condução de um interruptor da meia-ponte superior e de um interruptor da meia-ponte inferior. Em um determinado período de comutação, os interruptores da meia ponte superior, por exemplo, são comutados a fim de se obtenha as formas de onda de corrente CA desejadas. Enquanto isso, na meia-ponte inferior só um interruptor permanece conduzindo, os outros estando bloqueados. A tensão no barramento do conversor aumenta ou diminui, dependendo de qual tensão entre linhas aparece no barramento CC antes e depois da comutação. A transição de uma fase para outra deve ser no sentido da tensão mais negativa (ou menos positiva) para a tensão mais positiva, uma vez que a comutação utilizada para os interruptores do conversor, é do tipo *ZVS*. Caso contrário, os dispositivos a serem disparados ficariam polarizados diretamente e haveria uma descarga instantânea do capacitor do "snubber". Esta comutação de linha só pode ser efetuada se forem considerados o setor em que se encontra o vetor corrente de referência, I^* , e o setor em que se encontra o vetor tensão na entrada e/ou saída, dependendo do circuito ser um retificador ou inversor, respectivamente.

Nesta técnica o vetor nulo corresponde ao curto-circuito de um dos braços⁴ do conversor. O braço do conversor a ser curto-circuitado é selecionado a partir da chave

⁴Conjunto de chaves superior e inferior ligadas a uma mesma fase do conversor.

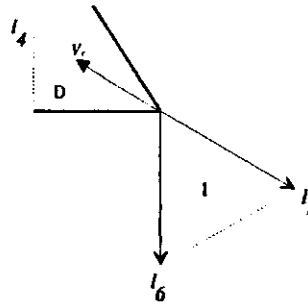


Figura 5.10: Exemplo de obtenção da seqüência de comutação para o caso ZVS.

que permanece ligada quando da transição de dois vetores adjacentes.

O exemplo a seguir aponta o critério de decisão adotado na escolha da seqüência de comutação.

Exemplo 5.4.1 *Supondo-se que o vetor corrente de referência I^* esteja no setor 1 de corrente cujos vetores adjacentes são I_1 e I_6 , e o vetor tensão esteja no setor D. Segundo a Tab. 5.3, neste setor temos $v_b > v_c > v_a$. Na Tab. 5.1 vê-se que os vetores I_1 e I_6 possuem a chave b^- em comum, portanto o vetor nulo é imposto curto-circuitando-se o braço ligado na fase b do conversor. As demais chaves a serem comutadas são a^+ e c^+ , logo para garantir que a tensão no barramento CC seja crescente em tensão e como $(v_a - v_b) < (v_c - v_b) < 0$, a seqüência adotada é I_1, I_6, I_{0b} , onde este último é o vetor nulo obtido com o curto-circuito da fase b.*

A partir da observação da regra adotada para se obter a correta seqüência de aplicação dos vetores, dependendo da posição dos vetores tensão na carga V_c e corrente de referência I^* , obtém-se a Tab. 5.4 apresentada a seguir (Buso et al., 1994).

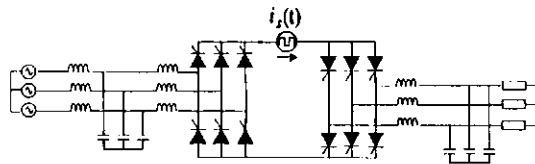
Após a aplicação de uma seqüência de vetores num período de amostragem o circuito auxiliar de comutação é acionado para propiciar a anulação da corrente no barramento CC.

5.4.2 Conversores com comutação a corrente nula

O mesmo princípio utilizado em (Buso et al., 1994) em um conversor com comutação do tipo ZVS pode ser aplicado ao caso em que a comutação dos interruptores ocorre a

SETOR DE TENSÃO	SETOR DE CORRENTE					
	1	2	3	4	5	6
A	021	302	430	450	506	061
B	012	032	403	540	560	601
C	102	023	043	504	650	610
D	120	203	034	054	605	160
E	210	230	304	045	065	106
F	201	320	340	405	056	016

Tabela 5.4: Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZVS.

Figura 5.11: Conversor para uso da modulação *PWM* vetorial modificada.

corrente nula (*ZCS*). Nesse caso, a comutação de linha realizada dentro do período de comutação corresponde, exatamente, à comutação de linha encontrada nos conversores operando com controle de fase, mas de modo modulado. Para melhor entendimento da questão, considere-se o caso do retificador cujo circuito simplificado é apresentado na Fig. 5.11. As comutações, durante o intervalo do pulso de corrente na saída do retificador, podem ser de linha se as polaridades das tensões sobre os interruptores a serem disparados forem positivas. A escolha do par de interruptores a ser bloqueado e do par de interruptores a ser disparado depende do setor em que se encontram as tensões de linha e, logicamente, do sentido da corrente de linha. Assim, a seleção dos vetores de corrente, ativos e nulos, para a reprodução do vetor referência de corrente depende da posição relativa dos vetores tensão e corrente de 0 a 360°. No caso de um retificador fonte de corrente com comutação do tipo *ZCS*, os padrões de chaveamento, obtidos para cada situação, são exatamente os mesmos obtidos para o caso de um inversor fonte de corrente com comutação do tipo *ZVS*. No caso de um inversor com comutação do tipo *ZCS*, os padrões são os mesmos mas as posições relativas dos vetores de corrente e tensão são defasadas de 180° em relação às posições relativas do caso retificador, como

SETOR DE TENSÃO	SETOR DE CORRENTE					
	1	2	3	4	5	6
A	021	302	430	450	506	061
B	012	032	403	540	560	601
C	102	023	043	504	650	610
D	120	203	034	054	605	160
E	210	230	304	045	065	106
F	201	320	340	405	056	016

Tabela 5.5: Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do retificador ZCS.

mostra a Tab. 5.6.

Se os interruptores a serem comandados, durante um período de modulação, pertencem à meia ponte superior do inversor, a seqüência deve ser da fase que pode aplicar maior tensão para a que pode aplicar menor tensão no barramento CC positivo, a fim de que os interruptores estejam polarizados diretamente no instante de disparo. Se os interruptores pertencem à meia-ponte inferior, a seqüência é da fase que pode aplicar menor tensão para a fase que pode a maior tensão no barramento CC negativo. Após a aplicação de uma seqüência de vetores num período de amostragem, o circuito auxiliar de comutação é acionado para zerar a corrente no barramento CC , habilitando o conversor para uma nova seqüência de operação.

5.4.3 Modulação vetorial otimizada

Com a aplicação da técnica apresentada para o caso ZVS em conversores com corrente pulsada no barramento CC pode-se obter uma redução do número de comutações por período de amostragem.

Nos $PDCLC$ com largura fixa do entalhe do pulso de corrente (corrente nula no barramento CC), procura-se reduzir, o máximo possível, a largura desse entalhe. O vetor nulo, imposto pela modulação, é obtido curto-circuitando-se um dos braços do inversor ((a^+, a^-) , (b^+, b^-) , (c^+, c^-)). Nesse caso, observa-se que o vetor nulo varia de posição de acordo com as posições relativas entre o vetor corrente de referência e o vetor tensão de entrada/saída (ver Tab. 5.5 e 5.6).

SETOR DE TENSÃO	SETOR DE CORRENTE					
	1	2	3	4	5	6
A	120	203	034	054	605	160
B	210	230	304	045	065	106
C	201	320	340	405	056	016
D	021	302	430	450	506	061
E	012	032	403	540	560	601
F	102	023	043	504	650	610

Tabela 5.6: Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZCS.

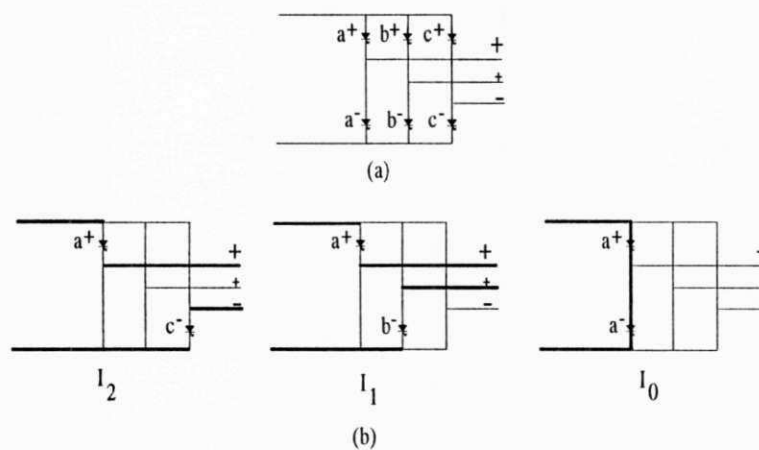


Figura 5.12: Exemplo de obtenção da seqüência de chaveamento para conversores CCPBCC.

A Fig. 5.12 mostra um exemplo para a obtenção da seqüência de comutação para o caso dos conversores com corrente pulsada no barramento CC . Considere um inversor com corrente pulsada no barramento CC e que o vetor tensão na sua saída em magnitude e sinal é conforme a Fig. 5.12(a), ou seja, $v_a > v_b > v_c$ (setor B de tensão). Se o vetor corrente de referência estiver no setor 1 de corrente, os vetores adjacentes a serem utilizados são I_1 , I_2 e I_0 .

Nos conversores em que é possível controlar a largura do entalhe, a ocorrência de corrente nula, no entalhe, pode ser considerada como um quarto vetor nulo, que pode ser usado como o vetor nulo imposto pela modulação. O entalhe pode, portanto, ser

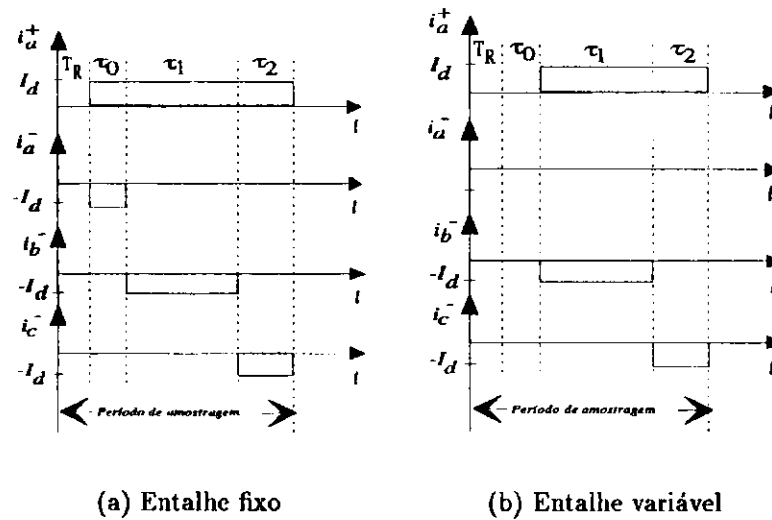


Figura 5.13: Deslocamento do entalhe na corrente.

deslocado para as extremidades do período de modulação, como indicado na Fig. 5.13. Isto promove a redução de $\frac{1}{3}$ das comutações em relação ao caso proposto por (Buso et al., 1994). As Tab. 5.7 e 5.8 apresentam os padrões da nova modulação, para os casos de um retificador trifásico e de um inversor trifásico, respectivamente. Entre períodos de modulação ocorre o vetor nulo provocado agora pela anulação da corrente no barramento CC , por este motivos estes são omitidos nas tabelas apresentadas.

5.5 Modulação Escalar Aplicada a Conversores com Corrente Pulsada no Barramento CC

Dois casos podem ser estudados, aplicando-se a modulação escalar: o do entalhe da corrente com largura fixa e o do entalhe com largura variável.

5.5.1 Caso do entalhe de largura fixa

A representação do conversor com fonte de corrente ideal é utilizada para modelar o conversor PWM com entalhe de largura fixa da corrente no barramento CC . Os pulsos

SETOR DE TENSÃO	SETOR DE CORRENTE					
	1	2	3	4	5	6
A	21	32	43	45	56	61
B	12	32	43	54	56	61
C	12	23	43	54	65	61
D	12	23	34	54	65	16
E	21	23	34	45	65	16
F	21	32	34	45	56	16

Tabela 5.7: Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do retificador ZCS otimizado.

SETOR DE TENSÃO	SETOR DE CORRENTE					
	1	2	3	4	5	6
A	12	23	34	54	65	16
B	21	23	34	45	65	16
C	21	32	34	45	56	16
D	21	32	43	45	56	61
E	12	32	43	54	56	61
F	12	23	43	54	65	61

Tabela 5.8: Seqüências de aplicação dos vetores para o caso do inversor ZCS otimizado.

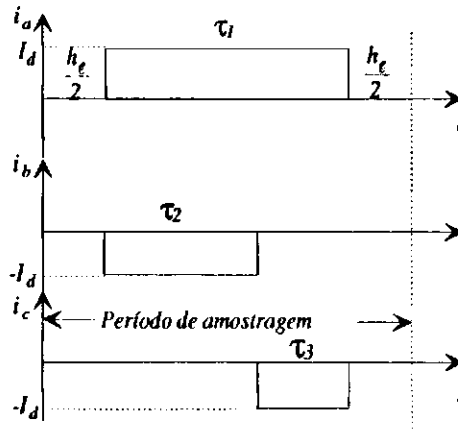


Figura 5.14: Distribuição dos pulsos de corrente para o caso do entalhe fixo.

de corrente são mostrados na Fig. 5.14 para um período de amostragem arbitrário. Neste caso, os tempos de condução das chaves em cada fase são determinados por

$$\tau_n = \frac{i_n^*}{I_d} (T_s - h_e) \quad (5.9)$$

onde T_s é o período de amostragem e h_e é a largura do entalhe.

5.5.2 Caso do entalhe de largura variável

A Fig. 5.14 mostra a distribuição dos pulsos para o caso do entalhe na corrente ser ajustável. Neste caso os tempos de comutação das chaves nas fases de entrada são determinados por

$$\tau_n = \frac{i_n^*}{I_d} T_s \quad (5.10)$$

A fim de verificar o método proposto, foi efetuada a simulação do retificador da Fig. 5.11, tanto em malha aberta como em malha fechada. No caso usado para controle do fator de potência na entrada, as tensões de entrada são medidas e normalizadas pelo seu valor de pico. Por sua vez, as referências de corrente são geradas com base no ângulo do fator de potência desejado, nas tensões normalizadas e na corrente a ser imposta ao filtro de entrada para a obtenção do fator de potência desejado. A seleção adequada dos interruptores a serem comandados gera a componente fundamental filtrada na entrada.

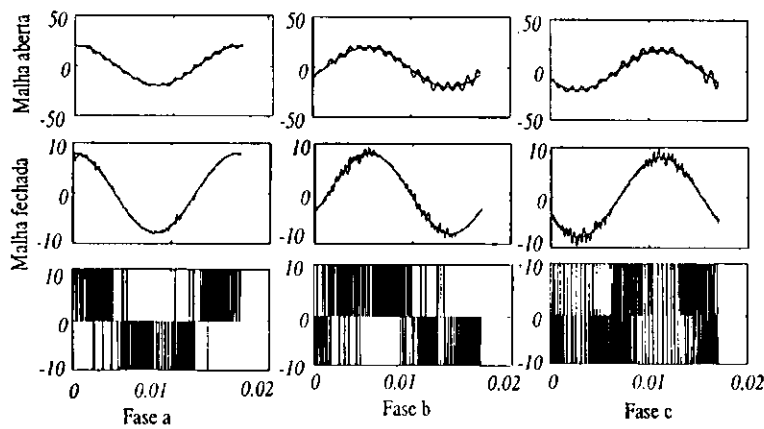


Figura 5.15: Entalhe de largura fixa - curvas de simulação.

Os resultados da simulação das correntes são apresentados nas Fig. 5.15 e 5.16, para os casos de largura fixa e variável do entalhe, respectivamente. Nestas figuras as formas de onda em malha aberta e em malha fechada são as correntes de entrada antes do filtro nas fases de entrada. Sobrepostas às formas de onda de referência estão as correntes obtidas com o controle do fator de potência. Os três últimos gráficos apresentam os pulsos de corrente imediatamente antes da ponte retificadora de entrada, ou seja, a distribuição dos pulsos de corrente do barramento CC nas fases de entrada para promover o controle do fator de potência. Esta distribuição dos gráficos se aplica ao caso do entalhe fixo e do entalhe variável. A simulação foi efetuada para uma frequência de chaveamento, $f_s = 20kHz$, fator de potência unitário e índice de modulação de 0,8. A flexibilidade introduzida pelo ajuste da largura do entalhe permite uma melhoria qualitativa das formas de onda, em relação ao caso do entalhe fixo. A análise do espectro de frequências das implementações com entalhe fixo e entalhe variável revela um desempenho favorável ao entalhe variável. Os parâmetros utilizados nesta simulação são indicados na Tab. 5.10.

A distorção harmônica apresentada para os casos de entalhe fixo e entalhe variável em malha fechada são apresentados na Tab. 5.11.

$l_{m\acute{a}x} = 17ns$	$hor = 1\mu s$
$f_s = 20kHz$	$FP = 1$
$C_f = 5\mu F$	Índice de modulação = 0,8
$L_f = 5mH$	Duração do entalhe = $1\mu s$
$k_p = 3$	$k_d = 5 \cdot 10^{-4}$
$k_i = 1,5 \cdot 10^4$	—

Tabela 5.9: Entalhe fixo - Parâmetros da simulação.

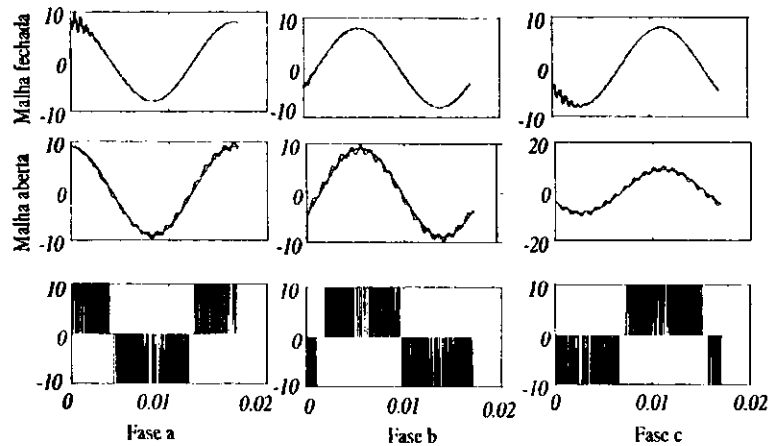


Figura 5.16: Entalhe de largura variável - curvas de simulação.

$l_{m\acute{a}x} = 17ns$	$hor = 1\mu s$
$f_s = 20kHz$	$FP = 1$
$C_f = 5\mu F$	Índice de modulação = 0,8
$L_f = 5mH$	Duração do entalhe = $1\mu s$
$k_p = 3$	$k_d = 1 \cdot 10^{-3}$
$k_i = 1 \cdot 10^5$	—

Tabela 5.10: Entalhe variável - Parâmetros da simulação.

Tipo de entalhe	Fase a	Fase b	Fase c
Entalhe fixo	0,07	0,07	0,10
Entalhe variável	0,06	0,04	0,05

Tabela 5.11: Distorção harmônica nas fases a,b e c.

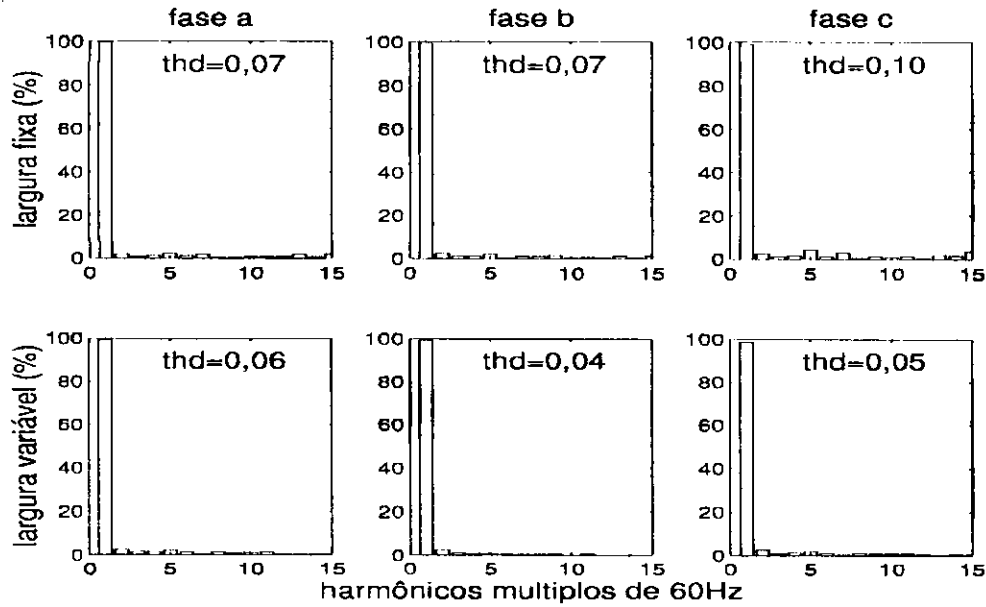


Figura 5.17: Espectro de freqüências para os casos de entalhe fixo e variável em malha fechada.

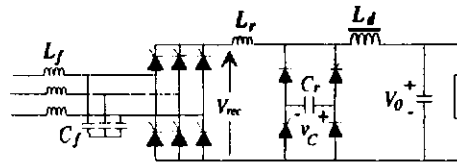


Figura 5.18: Circuito utilizado para aplicação da técnica de modulação proposta.

5.6 Um Conversor Para Uso da Técnica Proposta

O novo padrão *PWM* vetorial proposto na seção 5.4, juntamente com o procedimento de cálculo simplificado, pode ser aplicado aos conversores com barramento de corrente pulsada desde que a duração do pulso de corrente e a duração do entalhe sejam ajustáveis. Circuitos capazes de operar com a nova técnica foram apresentados no Capítulo 3 deste trabalho. Entretanto, qualquer que seja o conversor utilizado há necessidade de modificações na sua estrutura. Considere-se, como exemplo, o conversor indicado na Fig. 2.41(b) e repetido na Fig. 5.18.

A descrição de funcionamento do circuito é idêntica àquela apresentada na seção 2.3.6 (p.48) deste trabalho. A diferença é apresentada na forma de controle do cir-

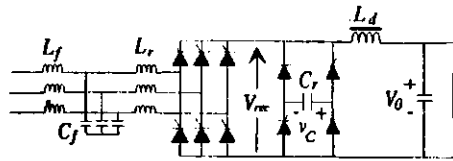


Figura 5.19: Circuito escolhido modificado para aplicação da técnica de modulação proposta.

$t_{m\acute{a}x} = 25ms$	$hor = 0.1\mu s$
$f_s = 20kHz$	$FP = 1$
$C_f = 5\mu F$	Índice de modulação = 0,8
$L_f = 5mH$	$k = 1,5$
$C_r = 0,22\mu F$	$L_r = 25\mu H$
$V_{m\acute{a}x} = 300V$	$I_d = 10A$

Tabela 5.12: Entalhe fixo - Parâmetros da simulação.

cuito, onde são conseguidas transições não dissipativas durante a aplicação de uma seqüência de aplicação de vetores adjacentes, sem a necessidade de anular a corrente no barramento CC . Esta possibilidade é conseguida com o deslocamento do indutor de ressonante, L_r , do barramento CC para a entrada das chaves do retificador com o valor de $\frac{L_r}{2}$, o que permite o controle da transição em cada braço do retificador de maneira não dissipativa.

Para que a comutação de linha, dentro de um intervalo de amostragem, seja do tipo suave, a indutância L_r , no barramento CC da Fig. 5.18, deve ser substituída por três outras colocadas na entrada do conversor, como mostra a Fig. 5.19.

A verificação da factibilidade da aplicação do padrão de chaveamento e da implementação escalar propostas, no retificador modificado da Fig. 5.19, foi feita através de simulação por computador no caso do controle do fator de potência na rede de alimentação.

A Fig. 5.20 mostra os resultados obtidos, onde os parâmetros utilizados são indicados na Tab. 5.12.

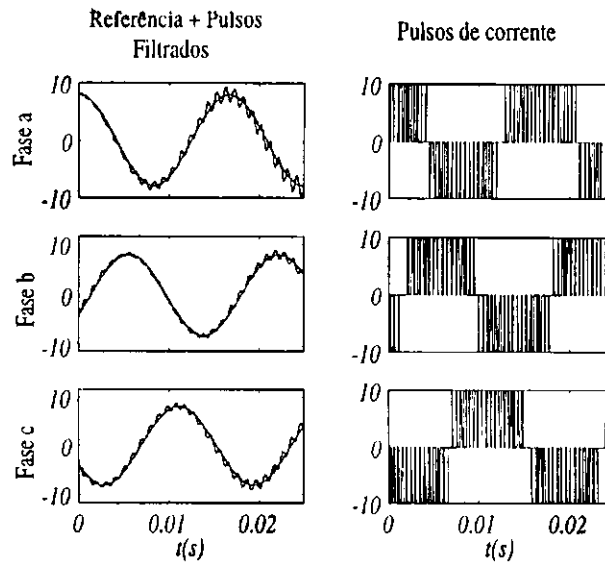


Figura 5.20: Curvas de simulação para o circuito escolhido modificado para aplicação da técnica de modulação proposta.

5.7 Conclusão

Neste capítulo mostrou-se que é possível obter uma redução do número de comutações dos interruptores principais e, como conseqüência, uma redução das perdas totais do conversor. Resultados de simulação com controle de fator de potência mostraram que a utilização de um conversor com controle da largura do entalhe no pulso de corrente apresenta melhores resultados em termos do espectro de frequências, do que no caso em que a largura do entalhe é fixa, visto que o entalhe fixo representa o erro no cálculo do tempo de aplicação do vetor nulo, se este tiver valor menor que a duração do entalhe. O cálculo da duração de aplicação dos vetores ativos e nulos da modulação vetorial aplicada a conversores fontes de corrente *PWM* convencionais e nos conversores com corrente pulsada no barramento *CC* foi realizado de modo simplificado. Isto possibilita a simplificação dos circuitos de comando, ou das rotinas do programa de controle, no caso de controle digital por computador. A introdução de um novo padrão de chaveamento permite reduzir de $\frac{1}{3}$ o número de comutações nos interruptores, em relação aos resultados obtidos em (Buso et al., 1994).

Capítulo 6

CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo o estudo de algumas topologias de conversores com corrente pulsada no barramento CC que representassem, pelas suas formas de onda da corrente $i_s(t)$, os tipos básicos desses conversores. Este estudo envolveu características como complexidade do controle, número de componentes auxiliares, estresse de tensão/corrente nos dispositivos principais e auxiliares, tipo de comutação de disparo e bloqueio dos dispositivos auxiliares, tipo de modulação empregada, possibilidade do controle do fator de potência e de operação em frequência fixa.

Os conversores com corrente pulsada no barramento foram divididos em dois grupos, de acordo com a sua estrutura: conversores com barramento pulsado e conversores PWM com barramento pulsado.

No Capítulo 2, foi apresentada uma classificação geral dos conversores com barramento pulsado, de acordo com as formas de onda obtidas no barramento CC . Equações de projeto mostraram a necessidade das curvas na determinação dos valores de projeto, onde o estresse de corrente e tensão devem ser balanceados para o nível de potência da aplicação. Um estudo comparativo apresentou as principais características dos conversores abordados na classificação. Quanto maior o número de interruptores auxiliares maior a complexidade do controle envolvido. Tais dispositivos devem ser capazes de suportar estresse de corrente. Em algumas estruturas o estresse é de 1p.u., reduzindo os custos totais do conversor.

No Capítulo 3, foram apresentados alguns conversores existentes que, com o acréscimo de um número mínimo de componentes, tiveram sua operação melhorada, nos aspectos citados no Capítulo 2. As alterações envolveram a adição do controle *PWM* em um conversor cujas chaves tinham corrente máxima limitada em 1p.u. em relação à corrente de polarização do barramento *CC*. Enquanto que a outra permitiu que o ajuste da largura do entalhe na corrente pulsada fosse possível, flexibilizando as alternativas de controle *PWM*.

A operação com *PWM* é importante na obtenção da síntese de formas de onda senoidais e no aumento da frequência de operação, o que reduz o dimensionamento dos componentes ressonantes, reduzindo também os custos do conversor. A possibilidade da aplicação do verdadeiro *PWM* leva a um controle mais preciso na síntese das formas de onda desejadas para entrada ou saída do conversor. Portanto, a obtenção da largura do pulso e do entalhe nos pulsos de corrente no barramento *CC* aumenta a qualidade das formas de onda obtidas, além de possibilitar a aplicação de todas as técnicas *PWM* existentes.

No Capítulo 4, foram apresentadas técnicas de controle e suas aplicações em conversores com corrente pulsada no barramento. Para o controle da corrente de polarização do barramento *CC*, I_d , dois métodos foram apresentados: "bang-bang" e $(+V_d, 0, -V_d)$. Estudo do plano de fase obtido para as duas técnicas mostraram que no primeiro método o estresse de corrente e tensão é maior, fazendo com que o segundo método seja mais atrativo, apesar de ser mais complexa sua implementação.

Foram apresentadas aplicações do controlador *PID* nos modelos de segunda ordem dos filtros de entrada e/ou saída, de forma a permitir resposta rápida, controle do fator de potência e redução de harmônicos, assim como regulação de tensão ou corrente de saída de um inversor *CSI*. O cálculo dos controladores utilizou a técnica de cancelamento dos pólos do sistema e a obtenção de pólos reais e idênticos em malha fechada. Resultados de simulação para o controle de corrente ou tensão na saída do inversor mostraram a eficiência das estratégias de controle utilizadas.

No Capítulo 5, foi abordada a aplicação das técnicas *PWM* nos conversores com barramento pulsado (Oliveira, da Silva, & Jacobina, 1997). A título de ilustração, a técnica de modulação baseada em portadora foi discutida. A aplicação do *PWM* escalar com um novo procedimento de cálculo dos tempos simplifica a implementação

por "hardware" e reduz os esforços no número de cálculos exigidos num procedimento tradicional (referencial (α, β)). A aplicação da nova técnica de *PWM* vetorial mostrou a redução do número total de comutações, com a aplicação de apenas dois vetores ativos.

Na técnica *PWM* vetorial utilizada em conversores tipo fonte de tensão (Malesani et al., 1995), o conversor necessita apenas de uma assistência do circuito de comutação suave para comutar as chaves durante a aplicação de uma seqüência de vetores adjacentes, e mais uma assistência para aplicação do vetor nulo por imposição (o vetor nulo ocorre também quando a corrente no barramento *CC* é nula). O vetor nulo é deslocado de acordo com a posição do vetor corrente de referência e do vetor tensão sobre os interruptores. Uma adaptação desta técnica para conversores tipo fonte de corrente mostra a aplicabilidade do método e resultados de simulação contribuíram na sua avaliação qualitativa.

Em seguida, uma alteração nesse procedimento promoveu uma redução de $\frac{1}{3}$ no número de comutações. O vetor nulo foi mantido fixo durante um período de modulação de forma que não é mais necessária a assistência do circuito auxiliar de comutação para imposição do vetor nulo. O vetor nulo neste caso ocorre com a anulação da corrente no barramento *CC*.

A escolha de um determinado conversor para realizar o controle do fluxo de potência em determinados sistemas passa por estudos mais detalhados envolvendo, além do estudo das suas características de projeto, o estudo das perdas produzidas durante sua operação. Tal escolha deve considerar, também, a possibilidade de adequação do conversor à carga.

Os trabalhos que se seguem a este estudo devem complementar as análises efetuadas no sentido de tabular as características construtivas e operacionais dos conversores com pulsos de corrente no barramento *CC*. Na seqüência, a verificação da dependência de operação do circuito auxiliar com as correntes e tensões de carga devem completar os estudos dos *PDCLC*. A implementação de algumas topologias estudadas que permitam a aplicação do verdadeiro *PWM* e de um gerador de padrões de chaveamento também serão contempladas.

Um estudo comparativo dos inversores tipo fonte de corrente com corrente pulsada no barramento *CC* de forma mais completa deve expandir as considerações de projeto

às demais estruturas apresentadas. Para isso, aplicações do princípio do barramento pulsado em conversores para acionamento de motores de indução com controle por escorregamento devem ser avaliadas. Também, a utilização do princípio no acionamento do motor de indução com recuperação de energia rotórica ("scherbius" estático) deve ser investigado, bem como a aplicação destes conversores em *HVDC*.

Em todas as aplicações serão estudadas as possibilidades de utilização do *PWM* vetorial, assim como serão estudadas novas estruturas de modo que melhor se adaptem a essa técnica de controle. E como é inerente às técnicas *PWM*, o controle do fator de potência e a minimização dos harmônicos de entrada e/ou saída deverão ser efetuados.

Referências Bibliográficas

- Abeyratne, S., Lipo, T., Murai, Y., & Horikawa, J. (1994). Current clamped, modified series resonant DC-link power converter for a general purpose induction motor drive. *IEEE-PESC Conference Record*, 267-274.
- Abeyratne, S., Silva, E. D., & Murai, Y. (1996). PWM series resonant DC-link converter with current clamping by the use of saturable core. *IEEE-PESC Conference Record*, 456-461.
- Agelidis, V. G., Ziogas, P. D., & Joós, G. (1992). "Dead-band" PWM switching patterns. *IEEE-PESC Conference Record*, 427-434.
- Aydemir, M. T. (1995). *Analysis and comparison of series resonant dc current link converters*. Phd thesis, University of Wisconsin, Madison - USA.
- Buso, S., Rossetto, L., Tenti, P., Tomasin, P., & Pomilio, J. (1994). Soft-switched current-fed PWM inverter with space vector modulation. *IEEE IAS'94 Conference Record*, 882-888.
- Castanheira, R., Fo, B. C., Menezes, B., & Garcia, P. D. (1994). An active current clamped circuit for a series resonant DC link power converter. *IEEE-PESC Conference Record*, 659-663.
- Cheriti, A., Al-Haddad, K., Dessaint, L., Meynard, T., & Mukhedkar, D. (1990). A rugged soft commutated PWM inverter for AC drives. *IEEE-PESC Conference Record*, 656-662.
- da Silva, E., Filho, S. D. S., & Coelho, F. (1995). A single phase to three phase soft-switched converter, isolated and with active input current shaping. *IEEE-PESC Conference Record*, 1252-1257.

- da Silva, E. R. (1987). Forced commutation topologies in thyristor chopper circuits. *IECON Conference Record*, 389-396.
- da Silva, E. R. (1995). Soft switched notching current rectifier/inverter system for induction motor drives. *COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 385-390.
- da Silva, E. R., Gerard Ledwich, T. A. L., & Jacobina, C. B. (1992). DC link notching current inverter with soft commutation. *Anais do 9 Congresso Brasileiro de Automática, Vitória*, 80-85.
- da Silva, E. R., Murai, Y., Lipo, T. A., de Oliveira, L. P. B., & Jacobina, C. B. (1997). Pulsed DC-link current converters - a review. *Submetido ao IEEE IAS'97*.
- De Donker, R., & Lyons, J. (1990). The auxiliary resonant commutated pole converter. *IEEE-IAS Conference Proceeding*, 1228-1235.
- Del Valle, J. J., Rodriguez, J. P., & Contreras, G. T. (1991). Técnicas de modulación vectorial en inversores trifasicos. *Brasilian Power Electronics Conference*, 234-238.
- Divan, D. M., & Skibinski, G. L. (1987). Zero-switching-loss inverters for high-power applications. *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, 627-634.
- Elasser, A., & Torrey, D. A. (1995). Soft switching active snubbers for DC/AC converters. *IEEE-PESC Conference Record*, 950-957.
- Fujita, H., Akagi, H., & Kohata, M. (1993). Zero-current-switching based three-phase PWM inverter having resonant circuits on AC-side. *IEEE-IAS Conference Record*, 821-826.
- Gataric, S., Borojevic, D., & Lee, F. (1994). Soft-switched single-switch three-phase rectifier with power factor correction. *IEEE-APEC Conference Record*, 738-744.
- Henze, C., Martin, H., & Parsley, D. (1988). Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation. *IEEE-APEC Conference Proceeding*, 33-40.

- Holtz, J. (1992). Pulsewidth modulation - a survey. *IEEE - PESC Conference Record*, 11-18.
- Hua, G., Leu, C., Jiang, Y., & Lee, F. (1992). Novel zero-voltage-transition PWM converters. *IEEE-PESC Conference Record*, 55-61.
- Jacobina, C., Silva, E. D., Lima, A., & Ribeiro, R. (1995). Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. *IEEE-IAS Conference Record*, 2422-2429.
- Joós, G., & Espinoza, J. (1994). A high performance voltage-regulated CSI AC induction motor drive. *IEEE IECON'94*, 501-506.
- Joos, G., & Moschopoulos, G. (1991). A high performance current source inverter. *IEEE PESC'91*, 123-130.
- Ledwich, G., da Silva, E. R. C., Aydemir, M., & Lipo, T. A. (1992). Impact of the control strategies on component rating of series resonant DC link current converter. *International Agean Conference Record*, 511-516.
- Lima, C. D., Coelho, E., Farias, V., Júnior, J. V., & Freitas, L. D. (1995). A lossless DC-AC converter with low harmonic distortion. *IEEE - PESC Conference Record*, 102-108.
- Malesani, L., Tenti, P., Tomasin, P., & Toigo, V. (1995). High efficiency quasi-resonant DC link three-phase power inverter for full-range PWM. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no.1, 141-148.
- Marx, M., & Schröder, D. (1995). Analysis of a zero-voltage-transition DC-DC full-bridge converter. *IEEE-PESC Conference Record*, 298-303.
- Menzies, R. W., Steimer, P., & Steinke, J. (1993). Five level GTO inverter for large induction motor drives. *IEEE-IAS Conference Record*, 595-601.
- Moschopoulos, G., & Joós, G. (1994). A novel soft-switched PWM current source rectifier/inverter. *IEEE-PESC Conference Record*, 978-984.
- Murai, Y., & Lipo, T. (1988). High frequency series resonant dc link power conversion. *IEEE-IAS Annual Meeting*, 772-779.

- Murai, Y., Nakamura, H., Lipo, T., & Aydemir, M. (1991). Pulse-split concept in series resonant DC link power conversion for induction motor drives. *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, 776-781.
- Nakamura, H., Murai, Y., & Lipo, T. (1993). Quasi current resonant DC link AC/AC converter. *IEEE-PESC Conference Record*, 279-284.
- Ogasawara, S., Akagi, H., & Nabae, A. (1989). A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory. *European Power Electronics Conf. Record*, 1197-1202.
- Ohnishi, T., & Okitsu, H. (1983). A novel PWM technique for three phase inverter/converter. *IPEC'83 Conference Record*, 384-395.
- Oliveira, L. P. B. D., da Silva, E. R. C., & Jacobina, C. B. (1997). Técnicas de modulação vetorial e escalar para conversores PWM com corrente pulsada no barramento CC. *Submetido ao Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP*.
- Peng, F. Z., Lai, J.-S., McKeever, J., & Vancoevering, J. (1995). A multilevel voltage-source converter system with balanced dc voltages. *IEEE-PESC Conference Record*, 1144-1150.
- Shcülting, L. (1992). A 100 kVA resonant dc link inverter with GTOs - design considerations and first practical experience. *IEEE-IAS Conference Record*, 729-736.
- Soebagia, H., Yioshida, M., Murai, Y., & Lipo, T. A. (1996). Input power factor control of AC-DC series resonant DC link converter using PID operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no.1, 43-47.
- Sood, P., & Lipo, T. (1986). Power conversion system using a resonant high frequency ac link. *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, 533-541.
- Takahashi, I., Koganezawa, T., Su, G., & Oyama, K. (1993). A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter. *IEEE-IAS Conference Record*, 657-662.

- Tomasin, P. (1995). A novel topology of zero-current switching voltage-source PWM inverter for high-power applications. *IEEE-PESC Conference Record*, 1245-1251.
- Van Der Broeck, H. W., Skudelny, H.-C., & Stanke, G. V. (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1), 142-150.
- Vlatković, S., Borojević, D., & Lee, F. (1994). Soft-transition three-phase PWM conversion technology. *IEEE - PESC Conference Proceeding*, 20-25.
- Woo, B. O., & Cho, G. H. (1992). Soft switched four quadrant dc-link inverter generating sinusoidal waveforms. *IEEE-PESC Conference Record*, 306-312.
- Yang, L., Long, D. Z., & Lee, C. (1993). From variable to constant switching frequency topologies: A general approach. *IEEE-PESC Conference Record*, 517-523.
- Zargari, N. R., & Joos, G. (1994). A three-phase current-source type PWM rectifier with feed-forward compensation of input displacement factor. *IEEE*, 363-368.
- Zhang, L., Wattanasarn, C., & Shepherd, W. (1996). Analysis and implementation of a space vector modulation algorithm for direct a.c.-a.c. matrix converters. *EPE Journal*, vol.6, no.1, 07-15.