

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Estratégia de Modulação Escalar**  
**Generalizada para Conversores Matriciais**

por

**FABRÍCIO BRADASCHIA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.**

Recife, Março de 2008.

**B798e**

**Bradaschia, Fabrício.**

Estratégia de modulação escalar generalizada para conversores matriciais / Fabrício Bradaschia.- Recife: O Autor, 2008.  
xxiv, 169 folhas, il : figs., tabs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.

Inclui Bibliografia.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor Matricial. 3. Conversor de Potência. 4. Processamento de Energia. I. Título.

**UFPE**

**621.3**

**CDD (22. ed.)**

**BCTG/2008-129**



Universidade Federal de Pernambuco

*Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

**FABRÍCIO BRADASCHIA**

TÍTULO

**“ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA  
PARA CONVERSORES MATRICIAIS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO, DEESP/UFPE e EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, DEE/UFCG sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **FABRÍCIO BRADASCHIA** **APROVADO.**

Recife, 19 de março de 2008.

**EDUARDO FONTANA**  
Coordenador do PPGE

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Orientador e Membro Titular Interno

**EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA**  
Membro Titular Externo

**RONALDO RIBEIRO BARBOSA DE AQUINO**  
Membro Titular Interno

**ZANONI DUEIRÉ LINS**  
Membro Titular Externo

Dedico este trabalho  
aos meus pais queridos.

# AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a meu pai, a minha mãe, ao meu irmão e aos meus avós (*in memoriam*) por me darem amor, proteção e educação. Graças a vocês, eu tive uma infância maravilhosa, o melhor ensino e as melhores oportunidades que uma pessoa poderia ter. Vocês moldaram a minha maneira de pensar, decidir e agir. Para mim, isso traduz o real significado da palavra *família*.

Gostaria de agradecer muitíssimo a minha companheira fiel Izabela. Muito obrigado por todos os momentos que passamos juntos, inclusive o seu conforto nos momentos tristes e seu amor nos momentos alegres. Agradeço também a toda família França da Silva por me apoiarem e estarem sempre presentes.

Obrigado aos membros da banca examinadora, Prof. Edison, Prof. Zanoni e Prof. Ronaldo, pelas argüições, comentários e sugestões que foram de extrema importância para a melhoria deste trabalho técnico. Gostaria de agradecer ao Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) por me acolher nos últimos três anos e proporcionar o melhor ambiente de trabalho em que já estive presente. Agradecimentos especiais ao Prof. Marcelo, orientador e amigo, sem o qual não teria concluído o Mestrado e ao Prof. Francisco, sempre ajudando os alunos a realizar seus trabalhos e pesquisas.

Agradecimentos especiais aos grandes amigos de trabalho André, Gustavo, Helber e Vitor, pois suas sugestões e idéias foram de incomensurável ajuda para desenvolver o tema e as propostas deste trabalho. Gostaria de agradecer aos professores Francisco, Marcelo, Ronaldo, Afonso, Geraldo, Milde, Zanoni e Pedro Rosas pelos ensinamentos durante o mestrado e agradecer aos amigos sempre presentes Alexandre, André, Arineu, Bernardo, Caroline, Felipe, Fernando, Gustavo, Helber, Josué, Kleber, Périclles, Silvio, Tiba e Vitor pela ajuda e pelos momentos de lazer. A todos que não foram citados, desculpem-me a omissão e muito obrigado pelo apoio. Sem vocês, essa Dissertação de Mestrado não poderia se tornar realidade.

FABRÍCIO BRADASCHIA

*Universidade Federal de Pernambuco*

*19 de Março de 2008*

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

## **ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA CONVERSORES MATRICIAIS**

**Fabício Bradaschia**

Março/2008

**Orientador:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Área de Concentração:** Processamento de Energia

**Palavras-chaves:** Conversor Matricial, Conversão CA/CA, Conversores de Potência Modulados por Largura de Pulso, Filtros, Simulação

**Número de páginas:** 169

Processadores de potência são dispositivos capazes de converter um conjunto de tensões, com amplitude e frequência fixas, em outro, com amplitude e frequência controláveis. O objetivo principal é controlar tais processadores para que funcionem como fontes de alimentação ajustáveis para as cargas. Uma classe de processadores é a dos conversores diretos de potência. Estes possuem vantagens significativas comparados aos conversores indiretos tradicionais, como bidirecionalidade da potência, tensões na saída e correntes na entrada senoidais, controle do fator de deslocamento na entrada e circuito compacto. Entre as topologias de conversores diretos de potência, a topologia do conversor matricial é a mais conhecida na literatura. Muitas técnicas para o controle das chaves dos conversores matriciais foram propostas, mas não há uma estratégia simples que possa generalizar todas essas técnicas de controle. Portanto, os objetivos dessa dissertação são: realizar um estudo sobre a evolução dos conversores matriciais, apresentar o modelo matemático completo de um conversor matricial trifásico, propor uma estratégia de modulação escalar generalizada e comparar, através de simulações, três técnicas de controle conhecidas na literatura com as três técnicas propostas a partir do estudo da estratégia de modulação generalizada.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

## **GENERALIZED SCALAR MODULATION STRATEGY FOR MATRIX CONVERTERS**

**Fabrício Bradaschia**

March/2008

**Supervisor:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Area of Concentration:** Energy Processing

**Keywords:** Matrix Converter, AC/AC Power Conversion, Pulse Width Modulated Power Converters, Filters, Simulation

**Number of pages:** 169

Power processors are devices capable to convert a set of voltages, with fixed amplitude and frequency, in other set, with controlled amplitude and frequency. The main function of these processors is to work as an adjustable power supply. The direct power converters are a class of power processors. They have significant advantages compared with the traditional indirect power converters, such as bidirectional power flow, sinusoidal input currents and output voltages, input displacement factor control and compact power circuit. Among the topologies of direct power converters, the matrix converter topology is the most known in the literature. Many control techniques for matrix converters were proposed, but there is not a simple strategy capable of generalize all the control techniques. The objectives of this dissertation are: study the evolution of the matrix converters, present the complete mathematical model of a three-phase matrix converter, propose a generalized escalar modulation strategy, simulate and compare three well-known techniques in the literature with three new techniques discovered from the study of the generalized modulation strategy.

# CONTEÚDO

<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xi</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>xvi</b>
<b>LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS</b>	<b>xvii</b>
<b>1 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES MATRICIAIS</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Conversores Matriciais - Aspectos Práticos</b> . . . . .	4
1.1.1 Chave Bidirecional Controlável . . . . .	6
1.1.2 Processo de Comutação da Corrente . . . . .	12
1.1.3 Filtro de Entrada . . . . .	17
1.1.4 Outras Questões Práticas . . . . .	19
1.1.5 Sistema de Controle . . . . .	24
<b>1.2 Técnicas de Modulação para Conversores Matriciais</b> . . . . .	27
<b>1.3 Conclusão</b> . . . . .	35
<b>1.4 Organização Textual</b> . . . . .	36
<b>2 MODELO MATEMÁTICO DOS CONVERSORES MATRICIAIS</b>	<b>38</b>
<b>2.1 Modelo Matemático do Conversor Matricial</b> . . . . .	39
<b>2.2 Modelagem do Filtro de Entrada</b> . . . . .	51
<b>2.3 Modelagem da Carga</b> . . . . .	55
<b>2.4 Geração das Tensões na Saída e Correntes na Entrada</b> . . . . .	58
<b>2.5 Conclusão</b> . . . . .	69
<b>3 MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA CONVERSORES MATRICIAIS</b>	<b>71</b>
<b>3.1 Modulação Vetorial de Huber e Borojević (HB)</b> . . . . .	72

3.1.1	Controle do FDE . . . . .	74
3.1.2	Controle das tensões na saída . . . . .	79
3.1.3	Controle simultâneo do FDE e das tensões na saída . . . . .	84
<b>3.2</b>	<b>Modulação Escalar de Alesina e Venturini (AV) . . . . .</b>	<b>86</b>
<b>3.3</b>	<b>Modulação Escalar de Rodríguez . . . . .</b>	<b>88</b>
<b>3.4</b>	<b>Modulação Escalar Generalizada Proposta . . . . .</b>	<b>90</b>
3.4.1	Controle do FDE . . . . .	91
3.4.2	Controle das tensões na saída . . . . .	99
3.4.3	Controle simultâneo do FDE e das tensões na saída . . . . .	107
<b>3.5</b>	<b>Modulação Escalar Generalizada Aplicada a Técnicas Conhecidas . . . . .</b>	<b>113</b>
3.5.1	Técnica de Huber e Borojević (HB) . . . . .	113
3.5.2	Técnica de Alesina e Venturini (AV) . . . . .	116
3.5.3	Técnica de Rodríguez . . . . .	120
<b>3.6</b>	<b>Técnicas Propostas Usando a Modulação Escalar Generalizada . . . . .</b>	<b>122</b>
3.6.1	Técnica para Redução da Distorção Harmônica 1 (RDH1) . . . . .	122
3.6.2	Técnica para Redução da Distorção Harmônica 2 (RDH2) . . . . .	125
3.6.3	Técnica para Redução das Perdas por Chaveamento (RPC) . . . . .	127
<b>3.7</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>132</b>
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÕES DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS</b>	<b>133</b>
<b>4.1</b>	<b>Parâmetros das simulações e critérios de comparação . . . . .</b>	<b>134</b>
<b>4.2</b>	<b>Resultados de Simulação . . . . .</b>	<b>136</b>
4.2.1	Técnica de Huber e Borojević . . . . .	138
4.2.2	Técnica de Alesina e Venturini . . . . .	140
4.2.3	Técnica de Rodríguez . . . . .	142
4.2.4	Técnica para Redução da Distorção Harmônica 1 . . . . .	144
4.2.5	Técnica para Redução da Distorção Harmônica 2 . . . . .	147
4.2.6	Técnica para Redução das Perdas por Chaveamento . . . . .	149
<b>4.3</b>	<b>Análise comparativa dos resultados . . . . .</b>	<b>151</b>
<b>4.4</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>158</b>

<b>5 CONCLUSÕES</b>	<b>159</b>
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>162</b>

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Diagrama de blocos de um processador de potência genérico. . . . .	2
1.2	Chave bidirecional controlável ideal usada no CM: (a) Símbolo; (b) Curva característica $I \times V$ . . . . .	7
1.3	Topologia de um CM $3 \times 3$ interligando uma fonte de alimentação trifásica a uma carga trifásica. . . . .	8
1.4	Símbolo do dispositivo semiconductor BiLIGBT capaz de suportar fluxo bidirecional controlável de corrente e de suportar tensão de bloqueio direta e reversa. . . . .	8
1.5	Chave bidirecional com arranjo em ponte de diodos. . . . .	9
1.6	Chaves bidirecionais com arranjo: (a) emissor comum; (b) coletor comum. . . . .	9
1.7	Módulo da <i>Semikron</i> contendo uma chave bidirecional controlável no arranjo emissor comum. . . . .	11
1.8	Módulo da <i>Semelab</i> contendo um braço completo de um CM $3 \times 3$ . . . . .	12
1.9	Módulo da <i>Eupec</i> contendo um CM $3 \times 3$ completo. . . . .	12
1.10	Esquema de um CM $2 \times 1$ , no qual ocorrerá a comutação da corrente da fase $A$ para a fase $B$ . . . . .	13
1.11	Diagrama temporal ilustrando a comutação da corrente da fase $A$ para a fase $B$ no circuito da Fig. 1.10. . . . .	16
1.12	Diagrama de estados do método de comutação semi-suave com quatro etapas, baseado no sentido da corrente na carga. . . . .	17
1.13	Representação do filtro LC com os resistores de amortecimento em série com os indutores e desativados por relé. . . . .	19
1.14	Representação do filtro LC com os resistores de amortecimento em paralelo com os indutores e desativados por relé. . . . .	20
1.15	CM $3 \times 3$ com um circuito de grampeamento a diodos. . . . .	21
1.16	CM $3 \times 3$ com varistores de proteção. . . . .	23

1.17	Duas maneiras de desacoplar o sistema conversor-motor da rede elétrica: (a) criando um caminho de roda-livre através das chaves bidirecionais; (b) bloqueando todas as chaves bidirecionais e usando o circuito de grampeamento a diodos como caminho de roda-livre. . . . .	24
1.18	Diagrama de blocos de um CM $3 \times 3$ , detalhando o circuito de potência e o sistema de controle. . . . .	25
1.19	Topologia retificador-barramento CC fictício-inversor utilizada para a geração dos sinais modulados das chaves nas técnicas PWM com FTI. . . . .	30
2.1	Representação geral do CM $l \times p$ . . . . .	39
2.2	Representação simplificada das fonte de alimentação, do CM $l \times p$ e da carga indutiva. . . . .	41
2.3	Exemplo de como a tensão no terminal de saída $a$ de um CM $3 \times 3$ é formada por segmentos (“pedaços”) das tensões trifásicas na entrada. . . . .	44
2.4	Circuito de potência do CM $3 \times 3$ destacando o filtro de entrada LC. . . . .	52
2.5	Resposta em frequência de $v_{AN}(t)$ no filtro de entrada LC, destacando a influência da tensão $v_{fAN}(t)$ e da corrente $i_A(t)$ : (a) ganho; (b) fase. . . . .	53
2.6	Resposta em frequência de $i_{fA}(t)$ no filtro de entrada LC, destacando a influência da corrente $i_A(t)$ e da tensão $v_{fAN}(t)$ : (a) ganho; (b) fase. . . . .	54
2.7	Circuito de potência do CM $3 \times 3$ destacando a carga RL. . . . .	55
2.8	Resposta em frequência de $i_j(t)$ na carga RL, destacando a influência da tensão $v_{jn}(t)$ : (a) ganho; (b) fase. . . . .	58
2.9	Processo de amostragem do tempo contínuo $t$ a passos fixos $T_c$ . . . . .	62
3.1	Topologia retificador-barramento CC fictício-inversor utilizada para a geração das razões de trabalho das chaves do CM $3 \times 3$ nas técnicas PWM com FTI. . . . .	73
3.2	Topologia de um CM $3 \times 3$ interligando uma fonte de alimentação trifásica a uma carga trifásica (FTD). . . . .	74
3.3	Modulação vetorial do retificador: (a) hexágono dos vetores espaciais ativos e nulos do retificador; (b) exemplo da soma de vetores usada para sintetizar o vetor espacial composto pelas correntes desejadas na entrada. . . . .	76
3.4	Modulação vetorial do inversor: (a) hexágono dos vetores espaciais ativos e nulos do inversor; (b) exemplo da soma de vetores usada para sintetizar o vetor espacial composto pelas tensões de linha desejadas na carga. . . . .	81

3.5	A tensão do barramento CC fictício na técnica de <i>Rodríguez</i> : valor instantâneo (linha contínua preta); valor médio (linha tracejada cinza). . . .	89
3.6	O padrão de chaveamento da modulação escalar no retificador, destacando a divisão do período de chaveamento nos três intervalos de tempo $\Delta t_{med}$ , $\Delta t_{min}$ e $\Delta t_{0c}$ . . . . .	98
3.7	O padrão de chaveamento da modulação vetorial simétrica usada em inversores, quando o vetor das tensões de linha desejadas na saída está localizado no setor <i>II</i> . . . . .	100
3.8	Padrões de chaveamento no inversor para dois parâmetros $\mu$ diferentes: (a) $\mu = 1$ ; (b) $\mu = 0$ . . . . .	102
3.9	Um possível padrão de chaveamento em um inversor. . . . .	105
3.10	Adaptação dos controles do FDE e das tensões na saída para o braço <i>j</i> do CM $3 \times 3$ . . . . .	109
3.11	Padrão de chaveamento proposto na modulação escalar generalizada para CM: (a) padrão aplicado se $i_{max}^*[k] \geq 0$ ; (b) padrão aplicado se $i_{max}^*[k] < 0$ . . . . .	111
3.12	Padrão $\mu$ pulsado na técnica HB. . . . .	114
3.13	Tensões desejadas na saída $v_{aN}^*$ , $v_{bN}^*$ e $v_{cN}^*$ na técnica HB (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . . . . .	115
3.14	Tensões desejadas na saída $v_{aN}^*$ , $v_{bN}^*$ e $v_{cN}^*$ na técnica AV (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . . . . .	120
3.15	Tensões desejadas na saída $v_{aN}^*$ , $v_{bN}^*$ e $v_{cN}^*$ na técnica de <i>Rodríguez</i> (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para $q = 75\%$ . . . . .	121
3.16	$DHT_p$ das correntes na entrada e das tensões na saída para $q = \frac{1}{2}$ . . . . .	123
3.17	$DHT_p$ das correntes na entrada e das tensões na saída para $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . . . . .	123
3.18	Tensões desejadas na saída $v_{aN}^*$ , $v_{bN}^*$ e $v_{cN}^*$ na técnica RDH1 (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ e $\mu = \frac{2}{3}$ . . . . .	125
3.19	Tensões desejadas na saída $v_{aN}^*$ , $v_{bN}^*$ e $v_{cN}^*$ na técnica RDH2 (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . . . . .	126
3.20	Valores de $\phi_\mu$ em função do ângulo da impedância da carga $\phi_c$ , usados para determinar o padrão $\mu$ pulsado na técnica RPC. . . . .	130

3.21	Linha contínua: razão de trabalho da chave $S_a$ no inversor (com offset de 0, 5: $m_a = 0, 5$ ); linha tracejada: padrão $\mu$ pulsado; linha pontilhada: corrente na fase de saída $a$ (normalizada: $-0.3 \leq i_a \leq 0.3$ ). (a) $\phi_c = 0^\circ$ ( $\phi_\mu = 0^\circ$ ); (b) $\phi_c = 15^\circ$ ( $\phi_\mu = 15^\circ$ ); (c) $\phi_c = 30^\circ$ ( $\phi_\mu = 30^\circ$ ); (d) $\phi_c = 45^\circ$ ( $\phi_\mu = 30^\circ$ ).	131
4.1	Resultado da simulação da técnica de <i>Huber e Borojević</i> com ganho $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	138
4.2	Resultado da simulação da técnica de <i>Huber e Borojević</i> com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	139
4.3	Resultado da simulação da técnica de <i>Alesina e Venturini</i> com ganho $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	140
4.4	Resultado da simulação da técnica de <i>Alesina e Venturini</i> com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	141
4.5	Resultado da simulação da técnica de <i>Rodríguez</i> com ganho $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	142
4.6	Resultado da simulação da técnica de <i>Rodríguez</i> com ganho $q = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	143
4.7	Resultado da simulação da técnica RDH1 com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ e $\mu = \frac{1}{3}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	144
4.8	Resultado da simulação da técnica RDH1 com ganho $q = \frac{1}{2}$ e $\mu = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	145
4.9	Resultado da simulação da técnica RDH1 com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ e $\mu = \frac{2}{3}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	146
4.10	Resultado da simulação da técnica RDH2 com ganho $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	147

4.11	Resultado da simulação da técnica RDH2 com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	148
4.12	Resultado da simulação da técnica RPC com ganho $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	149
4.13	Resultado da simulação da técnica RPC com ganho $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída $a$ e das correntes $i_a, i_A$ e $i_{fA}$ do CM. . . . .	150

# LISTA DE TABELAS

1.1	Principais técnicas PWM para o CM com FTD. . . . .	31
1.2	Principais técnicas PWM para o CM com FTI. . . . .	32
2.1	Possíveis combinações de chaveamento para um CM $3 \times 3$ . . . . .	60
3.1	Possíveis combinações de chaveamento no retificador (controle do FDE). . . . .	75
3.2	Possíveis combinações de chaveamento no inversor (controle das tensões na saída). . . . .	80
4.1	Comparação da distorção harmônica total das tensões e correntes do CM para $q = \frac{1}{2}$ . . . . .	154
4.2	Comparação da distorção harmônica total das tensões e correntes do CM para $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . . . . .	154
4.3	Número de comutações do CM, em cada período de chaveamento, nas técnicas simuladas. . . . .	156
4.4	Comparação do desempenho das técnicas de <i>Huber e Borojević</i> e RPC. . . . .	157

# Lista de Nomenclaturas e Símbolos

$\Delta t_j^G$	Intervalo de tempo durante o qual a chave $S_j$ do inversor permanece fechada, no período de chaveamento
$\Delta t_\alpha$	Intervalo de tempo de aplicação do vetor ativo de tensão $V_\alpha$ no período de chaveamento
$\Delta t_\beta$	Intervalo de tempo de aplicação do vetor ativo de tensão $V_\beta$ no período de chaveamento
$\Delta t_\mu$	Intervalo de tempo de aplicação do vetor ativo de corrente $I_\mu$ no período de chaveamento
$\Delta t_\nu$	Intervalo de tempo de aplicação do vetor ativo de corrente $I_\nu$ no período de chaveamento
$\Delta t_j$	Intervalo de tempo durante o qual a chave $S_j$ do inversor permanece fechada no período de chaveamento
$\Delta t_K$	Intervalo de tempo em que permanece fechada uma das chaves do braço $K$ do retificador
$\Delta t_{01}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação (01) na fase de entrada $K$ do retificador
$\Delta t_{0A}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação nula (0A)
$\Delta t_{0B}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação nula (0B)
$\Delta t_{0C}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação nula (0C)
$\Delta t_{0c}$	Intervalo de tempo de aplicação dos vetores nulos de corrente $I_{0A}$ , $I_{0B}$ e $I_{0C}$ no período de chaveamento
$\Delta t_{0c}$	Intervalo de tempo total de aplicação das combinações nulas (0A), (0B) e (0C)
$\Delta t_{0neg}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação (0neg)
$\Delta t_{0pos}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação (0pos)
$\Delta t_{0v}$	Intervalo de tempo de aplicação dos vetores nulos de tensão $V_0$ e $V_7$ no período de chaveamento

$\Delta t_{10}$	Intervalo de tempo de aplicação da combinação (10) na fase de entrada $K$ do retificador
$\Delta t_{Kj}[k]$	Intervalo de tempo no qual a chave $S_{Kj}$ permanece fechada no período de chaveamento
$\Delta t_{max}$	Intervalo de tempo no qual o terminal de entrada associado à $i_{max}^*[k]$ está conectado ao barramento CC fictício
$\Delta t_{med}$	Intervalo de tempo no qual o terminal de entrada associado à $i_{med}^*[k]$ está conectado ao barramento CC fictício
$\Delta t'_{med}$	Intervalo de tempo $\Delta t_{med}$ ponderado
$\Delta t_{min}$	Intervalo de tempo no qual o terminal de entrada associado à $i_{min}^*[k]$ está conectado ao barramento CC fictício
$\Delta t'_{min}$	Intervalo de tempo $\Delta t_{min}$ ponderado
$\gamma_e$	Posição angular do vetor $\vec{i}_e^*$ em relação ao vetor ativo $I_\mu$
$\gamma_s$	Posição angular do vetor $\vec{v}_s^*$ em relação ao vetor ativo $V_\alpha$
$\bar{\mathbf{i}}_e[k]$	Vetor das médias das correntes na entrada no período de chaveamento
$\bar{\mathbf{v}}_s[k]$	Vetor das médias das tensões na saída no período de chaveamento
$\mathbf{1}$	Vetor $p \times 1$ com todos os elementos igual a um
$\mathbf{i}_e(t)$	Vetor das correntes instantâneas que fluem nos terminais de entrada de um conversor matricial
$\mathbf{i}_e^*[k]$	Vetor das amostras das correntes deslocadas desejadas na entrada do conversor no período de chaveamento
$\mathbf{i}_s(t)$	Vetor das correntes instantâneas que fluem nos terminais de saída de um conversor matricial
$\mathbf{i}_s[k]$	Vetor das amostras das correntes nos terminais de saída no período de chaveamento
$\mathbf{M}[k]$	Matriz função de transferência de baixa frequência
$\mathbf{P}$	Matriz da relação entre as tensões na carga e as tensões nos terminais de saída do conversor matricial
$\mathbf{S}(t)$	Matriz função de transferência instantânea das tensões fase-neutro na entrada para as tensões fase-neutro na saída do conversor matricial
$\mathbf{v}_c^*[k]$	Vetor das amostras das tensões desejadas nos terminais da carga no período de chaveamento

$\mathbf{v}_e(t)$	Vetor das tensões instantâneas nos terminais de entrada de um conversor matricial em relação ao neutro da fonte de alimentação
$\mathbf{v}_e[k]$	Vetor das amostras das tensões na entrada no período de chaveamento
$\mathbf{v}_s(t)$	Vetor das tensões instantâneas nos terminais de saída de um conversor matricial em relação ao neutro da fonte de alimentação
$\mathbf{v}_s^*[k]$	Vetor das amostras das tensões desejadas na saída do conversor no período de chaveamento
$\omega_1$	Frequência angular da componente fundamental do sinal $f(t)$
$\omega_e$	Frequência angular das tensões na entrada do conversor matricial
$\omega_h$	Frequência angular da $h$ -ésima componente harmônica do sinal $f(t)$
$\omega_s$	Frequência angular desejada das tensões na carga do conversor matricial
$\bar{i}_K[k]$	Média da corrente $i_K(t)$ na entrada, no período de chaveamento
$\bar{S}_K(t)$	Função de chaveamento da chave $\bar{S}_K$ do retificador
$\bar{v}_{jN}[k]$	Média da tensão $v_{jN}(t)$ na saída, no período de chaveamento
$\vec{i}_e^*$	Vetor espacial das correntes desejadas na entrada do conversor matricial
$\vec{i}_e$	Vetor espacial das correntes na entrada do conversor matricial
$\vec{v}_s^*$	Vetor espacial das tensões de linha desejadas na carga do conversor matricial
$\vec{v}_s$	Vetor espacial das tensões de linha na saída do conversor matricial
$\phi_e^*$	Ângulo de deslocamento desejado na entrada do conversor matricial
$\phi_\mu$	Ângulo de deslocamento das tensões $v_{j\mu}[k]$ em relação às tensões desejadas na carga $v_{jn}^*[k]$
$\phi_c$	Ângulo da impedância da carga do CM
$\phi_e$	Ângulo de deslocamento na entrada do CM
$\sigma_e$	Posição angular do vetor espacial das correntes na entrada do conversor matricial em relação ao eixo real do plano complexo
$\sigma_s$	Posição angular do vetor espacial das tensões de linha na saída do conversor matricial em relação ao eixo real do plano complexo
$a$	Operador unitário de deslocamento angular de $120^\circ$
$C_f$	Capacitância do Filtro de Entrada LC
$f_a$	Frequência de amostragem dos sinais do conversor matricial

$f_c$	Frequência de chaveamento do conversor matricial
$f_e$	Frequência da rede elétrica
$f_s$	Frequência da tensão fase-neutro desejada na carga do conversor matricial
$f_{carga}$	Frequência de corte do filtro-passa baixas de primeira ordem formado pela carga RL
$f_{corte}$	Frequência de corte do filtro de entrada LC
$f_{passo}$	Frequência com que o tempo contínuo é amostrado no programa de simulação
$F_{rms}(h)$	Valor eficaz da $h$ -ésima componente harmônica do sinal $f(t)$
$i_K^*[k]$	Corrente desejada no terminal de entrada $K$ do conversor matricial
$i_{max}^*[k]$	A corrente desejada na entrada do conversor que possui o maior valor absoluto
$i_{med}^*[k]$	A corrente desejada na entrada do conversor que possui o valor absoluto intermediário
$i_{min}^*[k]$	A corrente desejada na entrada do conversor que possui o menor valor absoluto
$I_1 - I_6$	Vetores espaciais ativos de corrente
$I_A(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da corrente que circula no terminal de entrada $A$ do conversor matricial
$i_A - i_L$	Correntes que fluem pelos terminais de entrada de um conversor matricial $l \times p$
$i_a - i_p$	Correntes que fluem pelos terminais de saída de um conversor matricial $l \times p$
$I_e$	Valor eficaz das correntes na entrada do conversor matricial
$I_j(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da corrente que circula na carga ligada ao terminal de saída $j$ do conversor matricial
$i_j(t)$	Corrente instantânea que flui no terminal de saída $j$ do conversor matricial
$i_j[k]$	$k$ -ésima amostra da corrente $i_j(t)$
$i_K(t)$	Corrente instantânea que flui no terminal de entrada $K$ do conversor matricial
$i_K^*(t)$	Corrente instantânea deslocada desejada no terminal de entrada $K$ do conversor matricial
$i_K^*[k]$	$k$ -ésima amostra de $i_K^*(t)$
$I_s$	Valor eficaz das correntes na carga do conversor matricial
$I_{0A}$	Vetor espacial nulo de corrente
$I_{0B}$	Vetor espacial nulo de corrente

$I_{0C}$	Vetor espacial nulo de corrente
$I_{\mu}$	Primeiro vetor ativo de corrente no setor
$I_{\nu}$	Segundo vetor ativo de corrente no setor
$I_{fA}(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da corrente que circula na fonte de alimentação da fase <i>A</i>
$i_{fA}(t)$	Corrente instantânea que circula na fonte de alimentação da fase <i>A</i>
$I_{pos}$	Valor médio de $i_{pos}(t)$ , em um período de chaveamento
$i_{pos}(t)$	Corrente instantânea que flui do retificador para o inversor na topologia retificador-barramento CC fictício-inversor
$k$	$k$ -ésima amostra do tempo contínuo $t$
$L_c$	Indutância da carga RL do conversor matricial
$L_f$	Indutância do Filtro de Entrada LC
$m_j^G$	Solução geral da razão de trabalho da chave $S_j$ na modulação escalar generalizada
$m_{\alpha}$	Peso do vetor ativo de tensão $V_{\alpha}$ no período de chaveamento
$m_{\beta}$	Peso do vetor ativo de tensão $V_{\beta}$ no período de chaveamento
$m_{\mu}$	Peso do vetor ativo de corrente $I_{\mu}$ no período de chaveamento
$m_{\nu}$	Peso do vetor ativo de corrente $I_{\nu}$ no período de chaveamento
$m_j$	Razão de trabalho da chave $S_j$ do inversor no período de chaveamento
$m_K$	Razão de trabalho de uma das chaves do braço $K$ do retificador
$m_{01}$	Peso da combinação (01) na fase de entrada $K$ do retificador
$m_{0c}$	Peso dos vetores nulos de corrente $I_{0A}$ , $I_{0B}$ e $I_{0C}$ no período de chaveamento
$m_{0v}$	Peso dos vetores nulos de tensão $V_0$ e $V_7$ no período de chaveamento
$m_{10}$	Peso da combinação (10) na fase de entrada $K$ do retificador
$m_{Kj}[k]$	Razão de trabalho da chave $S_{Kj}$ no período de chaveamento
$m_{max}$	A maior razão de trabalho das chaves do inversor
$m_{med}$	A razão de trabalho intermediária das chaves do inversor
$m_{min}$	A menor razão de trabalho das chaves do inversor
$p_e(t)$	Potência instantânea na entrada do conversor matricial

$p_s(t)$	Potência instantânea na saída do conversor matricial
$q$	Ganho de tensão: razão das amplitudes da tensão fase-neutro na saída e da tensão fase-neutro na entrada do conversor
$q_{max}$	Ganho de tensão máximo: razão entre a amplitude máxima da tensão fase-neutro na saída pela amplitude da tensão fase-neutro na entrada do conversor
$R_c$	Resistência da carga RL do conversor matricial
$R_f$	Resistência interna do indutor $L_f$ do Filtro de Entrada LC
$R_{amort}$	Resistor de amortecimento conectado ao filtro de entrada e desativado por relé
$S_j(t)$	Função de chaveamento da chave $S_j$ do inversor
$S_K(t)$	Função de chaveamento da chave $S_K$ do retificador
$S_{Kj}(t)$	Função de chaveamento da chave bidirecional conectada ao terminal de entrada $K$ e ao terminal de saída $j$ do conversor matricial
$T_c$	Período de chaveamento do conversor matricial
$t_m$	Tempo morto no método de comutação semi-suave com quatro etapas
$T_{passo}$	Passo de cálculo utilizado para representar os modelos contínuos em tempo discreto
$v_{0N}^*$	Tensão entre o terminal central do barramento CC fictício e o neutro da fonte de alimentação, na topologia retificador-barramento CC fictício-inversor
$v_{j0}^*(t)$	Tensão instantânea desejada entre o terminal de saída $j$ e o ponto central do barramento CC fictício do inversor
$v_{n0}^*$	Tensão entre o neutro da carga e o terminal central do barramento CC fictício, na topologia retificador-barramento CC fictício-inversor
$v_{n0}^*(t)$	Componente de modo comum desejada em $v_{j0}^*(t)$
$v_{KN}^f[k]$	$k$ -ésima amostra da tensão fictícia deslocada de um ângulo $\phi_e^*$ da tensão do terminal de entrada $K$
$V_0$ e $V_7$	Vetores espaciais nulos de tensão
$V_1 - V_6$	Vetores espaciais ativos de tensão
$V_\alpha$	Primeiro vetor ativo de tensão no setor
$V_\beta$	Segundo vetor ativo de tensão no setor
$V_e$	Valor eficaz das tensões fase-neutro da fonte de alimentação do conversor matricial

$V_s$	Valor eficaz da tensão fase-neutro desejada na carga do conversor matricial
$v_{AB}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de entrada $A$ e $B$ do conversor matricial
$v_{ab}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de saída $a$ e $b$ do conversor matricial
$V_{AN}(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da tensão do terminal de entrada $A$ do conversor matricial
$v_{an} - v_{cn}$	Tensões instantâneas entre os terminais de saída $a, b$ e $c$ do conversor matricial e o ponto $n$ da carga
$v_{AN} - v_{LN}$	Tensões instantâneas nos terminais de entrada de um conversor matricial $l \times p$ em relação ao neutro da fonte de alimentação
$v_{aN} - v_{pN}$	Tensões instantâneas nos terminais de saída de um conversor matricial $l \times p$ em relação ao neutro da fonte de alimentação
$v_{an} - v_{pn}$	Tensões instantâneas sobre os terminais da carga de um conversor matricial $l \times p$
$v_{BC}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de entrada $B$ e $C$ do conversor matricial
$v_{bc}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de saída $b$ e $c$ do conversor matricial
$v_{CA}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de entrada $C$ e $A$ do conversor matricial
$v_{ca}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais de saída $c$ e $a$ do conversor matricial
$V_{fAN}(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da tensão da fonte de alimentação da fase $A$
$v_{fAN}(t)$	Tensão instantânea da fonte de alimentação da fase $A$
$v_{j\mu}[k]$	Tensão deslocada de um ângulo $\phi_\mu$ da tensão desejada na carga $v_{jn}^*[k]$
$V_{jn}(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> da tensão sobre os terminais da carga ligada ao terminal de saída $j$ do conversor matricial
$v_{jN}(t)$	Tensão instantânea no terminal de saída $j$ do conversor matricial em relação ao neutro da fonte de alimentação
$v_{jn}(t)$	Tensão instantânea entre o terminal de saída $j$ do conversor matricial e o ponto neutro da carga $n$
$v_{jN}^*(t)$	Tensão instantânea desejada no terminal de saída $j$ em relação ao neutro da fonte de alimentação
$v_{jN}^*[k]$	$k$ -ésima amostra de $v_{jN}^*(t)$
$v_{jn}^*[k]$	$k$ -ésima amostra de $v_{jn}^*(t)$
$v_{Kj}(t)$	Tensão instantânea entre os terminais da chave bidirecional controlável que está ligada ao terminal $K$ de entrada do conversor e ao terminal $j$ de saída do conversor

$v_{KN}(t)$	Tensão instantânea no terminal de entrada $K$ do conversor matricial em relação ao neutro da fonte de alimentação
$v_{nN}(t)$	Tensão instantânea entre o terminal de neutro da carga $n$ e o terminal de neutro da fonte de alimentação $N$
$V_{posneg}$	Valor médio, em um período de chaveamento, da tensão $v_{posneg}(t)$
$v_{posneg}(t)$	Tensão instantânea no barramento CC fictício do conversor direto de potência de dois estágios
$x(t)$	Qualquer sinal analógico do conversor matricial
$x[k]$	A $k$ -ésima amostra do sinal analógico $x(t)$
AV	<i>Alesina e Venturini</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CM	Conversor Matricial
CM $3 \times 3$	Conversor Matricial trifásico
DHT	Distorção harmônica total em percentual
DHT <sub>p</sub>	Distorção harmônica total ponderada em percentual
DSP	Processador Digital de Sinais - <i>Digital Signal Processor</i>
FDE	Fator de deslocamento na entrada: cosseno da diferença de fase entre a componente fundamental da tensão e a componente fundamental da corrente na entrada do conversor
FDS	Fator de deslocamento na saída: cosseno da diferença de fase entre a componente fundamental da tensão e a componente fundamental da corrente na saída do conversor
FTD	Função de Transferência Direta
FTI	Função de Transferência Indireta
HB	<i>Huber e Borojević</i>
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada - <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico - <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
SVM	Modulação Vetorial - <i>Space Vector Modulation</i>



# 1 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES MATRICIAIS

A evolução da sociedade e da tecnologia gera novos desafios que devem ser solucionados de forma rápida e eficiente. Entre esses desafios, estão a geração, a distribuição e a conversão da energia elétrica para o consumidor residencial, empresarial e industrial. É inimaginável viver em uma sociedade sem os benefícios gerados pela energia elétrica. A evolução tecnológica é responsável pela diversidade de equipamentos elétricos e eletrônicos que existe atualmente. Todos os equipamentos necessitam da energia elétrica para funcionar e, infelizmente, as especificações de tensão, corrente e potência a serem supridas por cada um deles são diferentes. É impraticável que a distribuidora da energia disponibilize vários níveis e tipos de tensão. Portanto, faz-se necessário ter uma única especificação da energia que será disponibilizada ao consumidor. Por exemplo, no Nordeste do Brasil, a especificação da energia é a de tensões trifásicas equilibradas com 380V eficaz de linha, na frequência de 60Hz.

A consequência direta de uma única especificação é a necessidade de processadores de potência que convertam o fluxo de energia disponível para o consumidor de forma a suprir, adequadamente, as tensões e correntes para as cargas do usuário [1]. A Fig. 1.1 mostra um diagrama de blocos de um processador de potência genérico. Os processadores podem ser compostos completamente por dispositivos passivos, ativos ou por uma combinação dos dois, dependendo do grau de controlabilidade necessário às tensões e correntes na carga. Não é responsabilidade da concessionária de energia disponibilizar os processadores para

cada carga, mas sim do fabricante da carga ou do próprio usuário, conforme as necessidades. O processador é geralmente disponibilizado pelo fabricante da carga quando esta solicita sempre o mesmo tipo de tensões e correntes. Por exemplo, a bateria de um telefone móvel tem a necessidade de ser carregada periodicamente. O fabricante do telefone disponibiliza o processador (neste caso específico, conhecido como carregador de bateria) necessário para converter a energia da rede elétrica na forma ideal para a bateria. Por outro lado, quando o usuário deseja ter controle completo das amplitudes e frequências das tensões nos terminais de uma carga, o processador geralmente é adquirido à parte da carga. Por exemplo, para controlar a velocidade de giro e a capacidade de conjugado de um motor de indução trifásico em uma indústria, é necessário o controle das tensões nos terminais do motor, que necessariamente é realizado por um processador adquirido separadamente do motor.

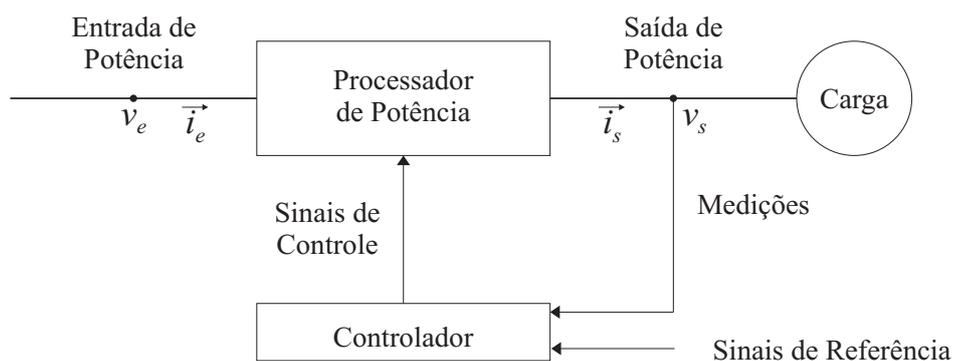


Figura 1.1: Diagrama de blocos de um processador de potência genérico.

Na maioria dos sistemas de eletrônica de potência, a entrada do processador de potência é a própria rede elétrica disponibilizada pela distribuidora. Dependendo da aplicação, a saída do processador para a carga pode ter as seguintes especificações [1]:

1. CC (corrente contínua)
  - (a) magnitude constante;
  - (b) magnitude ajustável (variável).
2. CA (corrente alternada)
  - (a) frequência constante e magnitude ajustável;
  - (b) frequência e magnitude ajustáveis.

Os processadores de potência geralmente consistem em mais de um estágio de conversão, sendo que a operação de cada um desses estágios é desacoplada instantaneamente devido a elementos armazenadores de energia como capacitores e indutores. Nesse caso, a potência instantânea na saída do processador não é necessariamente igual à na entrada. Cada estágio de conversão, que é realizado por um conversor, pode ser dividido nas seguintes categorias:

- CA-CC;
- CC-CA;
- CC-CC;
- CA-CA.

Um conversor pode realizar mais de uma das funções supracitadas. O que definirá a classificação do conversor é o sentido do fluxo médio de potência, que algumas vezes é controlável. Retificador é o nome dado ao conversor que tem seu fluxo médio de potência no sentido CA para CC e inversor, no sentido CC para CA.

Existem processadores de potência que possuem somente um estágio de conversão, ou seja, só possuem um conversor conectando a entrada do processador diretamente à saída. Portanto, não há necessidade de elementos armazenadores de energia, garantindo um acoplamento natural de ambos os lados do processador. Devido a essas características, esse tipo de processador de potência é chamado de conversor direto de potência [2]. Existem diversas topologias de conversores diretos de potência e algumas dessas são discutidas em [2] e [3]. Dentre essas topologias, a mais conhecida e a mais citada na literatura é a do conversor matricial (CM) [2].

Em 1976, Gyugyi e Pelly publicaram o que é considerado o primeiro estudo detalhado de um CM capaz de conectar uma fonte de alimentação polifásica a qualquer carga polifásica [4]. Os autores deram o nome à topologia matricial do conversor de “cicloconversores com comutação forçada” (*force commutated cycloconverters*), pois as comutações das chaves no CM não ocorrem naturalmente, ou seja, há a necessidade de interromper o fluxo da corrente de uma fase na entrada para esta comutar para outra fase. Nesse trabalho, os

autores descrevem os aspectos construtivos do CM e fornecem toda a base matemática necessária para gerar os sinais de controle das chaves bidirecionais de forma a suprir as tensões desejadas na carga.

O objetivo deste capítulo é mostrar a evolução e o estado da arte dos elementos construtivos do CM, como as chaves bidirecionais e os filtros de entrada, além de expor aspectos práticos relacionados ao bom funcionamento do conversor, como circuitos de proteção contra sobrecorrentes e sobretensões, processo de comutação da corrente e capacidade de manter-se operando em transitórios da rede elétrica (conhecida como capacidade *Ride-Through*). É realizada uma classificação das principais técnicas de controle para o CM e é explicada a motivação de se encontrar um algoritmo de controle único que possa, através da mudança de parâmetros, fazer o papel das técnicas de controle mais conhecidas para o CM.

## 1.1 Conversores Matriciais - Aspectos Práticos

O CM é um conversor direto de potência que tem uma matriz de chaves bidirecionais controláveis como principal elemento de potência, capaz de produzir tensões na saída com amplitude e frequência variáveis e de controlar o fator de deslocamento na entrada (FDE). Ele não possui barramento de corrente contínua (barramento CC), ou seja, não necessita de elementos armazenadores de energia para seu funcionamento. O único elemento reativo necessário é um pequeno filtro na sua entrada. Por esse motivo, ele é conhecido como “conversor puramente de silício” [5].

O CM possui grande parte das características mais desejáveis nos processadores de potência CA-CA [5]:

- Circuito de potência simples e compacto. Como o CM não necessita de elementos armazenadores de energia, ele se torna uma solução compacta em volume e peso;
- Geração das tensões na carga com amplitude e frequência controláveis. É importante ressaltar que, no CM ideal, a amplitude das tensões na carga possui um limite intrínseco

na região de modulação linear menor que a dos inversores trifásicos, mas não possui limite no valor da frequência;

- Correntes senoidais na entrada e na saída do conversor. A natureza indutiva da carga garante que as correntes na saída sejam senoidais (com poucas ondulações). O filtro na entrada garante corrente senoidal no ponto de acoplamento do CM com a rede elétrica;
- Operação com fator de deslocamento na entrada (cosseno da diferença de fase entre a componente fundamental da corrente e da tensão da rede elétrica) unitário ( $FDE = 1$ ) para qualquer carga. É importante ressaltar que, dependendo da técnica de modulação das chaves no conversor, o FDE pode ser controlável;
- Capacidade regenerativa, ou seja, capacidade do conversor de devolver a energia absorvida pela carga reativa, quando esta estiver funcionando como gerador, como no momento da frenagem dos motores de indução. Devido ao acoplamento dos terminais do CM, essa capacidade regenerativa é natural.

É importante observar que nem sempre a capacidade regenerativa é uma vantagem dos processadores de potência. Alguns países possuem normas que proíbem o retorno da energia absorvida pela carga à rede elétrica, como é o caso da Itália. Como o CM possui capacidade regenerativa natural, é necessário um circuito adicional para dissipar essa energia excedente nesses países. Em contrapartida, em países como o Brasil, no qual o retorno da energia à rede elétrica é permitido, o uso de conversores com capacidade regenerativa (como os conversores matriciais) é recomendado, pois a bidirecionalidade da potência permite um aumento da eficiência do sistema conversor-motor [5].

Tamanhas vantagens não podem estar dissociadas de algumas desvantagens. As desvantagens mais citadas do CM são [6]:

- Complexidade no processo de comutação e nos circuitos de acionamento das chaves bidirecionais;
- Limite na amplitude das tensões na carga, menor que o limite dos inversores trifásicos tipo fonte de tensão;

- Não possuir capacidade *Ride-Through*, ou seja, ter dificuldade de manter o sistema conversor-motor em operação na ocorrência de distúrbios momentâneos na rede elétrica [5].

Os aspectos construtivos do CM serão discutidos a seguir.

### 1.1.1 Chave Bidirecional Controlável

Os elementos principais da topologia são chaves que permitem bidirecionalidade da corrente quando estão ligadas e suportam tensões diretas e reversas quando estão desligadas, ou seja, funcionam nos quatro quadrantes do gráfico  $I \times V$ . Além do mais, essas chaves são completamente controláveis, sendo possível:

- Bloquear o fluxo de corrente em ambos os sentidos;
- Permitir o fluxo de corrente em um só sentido, que pode ser escolhido;
- Permitir o fluxo de corrente nos dois sentidos.

O símbolo e a curva característica  $I \times V$  da chave bidirecional controlável ideal são mostrados na Fig. 1.2(a) e na Fig. 1.2(b), respectivamente. Uma chave bidirecional é considerada ideal se:

- Após o disparo, ela permitir fluxo da corrente  $i_j$  em ambos os sentidos com tensão de condução  $v_{Kj}$  nula, ou seja, sem perdas por condução;
- Após o bloqueio, a corrente  $i_j$  é nula em ambos os sentidos, ou seja, possui corrente de saturação nula e suporta tensão de bloqueio direta e reversa;
- Possui tempos de disparo e bloqueio nulos, ou seja, sem perdas por chaveamento.

A Figura 1.3 mostra um CM que interliga uma fonte de alimentação trifásica a uma carga trifásica, conhecido como conversor matricial trifásico ou CM  $3 \times 3$ . É possível observar que as chaves bidirecionais são dispostas em matriz, motivo pelo qual essa topologia recebe o nome de CM.

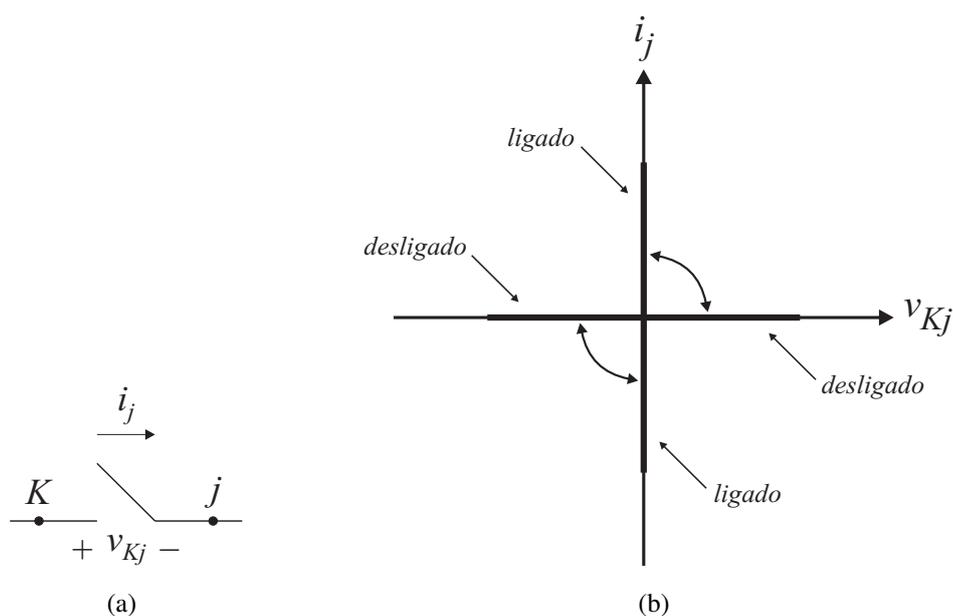


Figura 1.2: Chave bidirecional controlável ideal usada no CM: (a) Símbolo; (b) Curva característica  $I \times V$ .

Uma importante pergunta a ser feita é: existe um único dispositivo semiconductor de potência capaz de suportar fluxo bidirecional controlável de corrente e de suportar tensão de bloqueio direta e reversa? Em agosto de 1998, o inventor *Hsin-hua Li* registrou uma patente americana de um dispositivo semiconductor chamado *Bidirectional Lateral Insulated Gate Bipolar Transistor (BiLIGBT)*. O autor diz que tal dispositivo é capaz de “...conduzir corrente nos dois sentidos...” e “...prover alta tensão de bloqueio em ambos os sentidos...” [7]. Quinze meses depois, o mesmo autor registrou outra patente do mesmo dispositivo semiconductor com pequenas modificações que garantiam um aumento na capacidade da tensão de bloqueio e tal dispositivo recebeu o mesmo nome do anterior [8]. Apesar das duas patentes, a comercialização dessa chave bidirecional ainda não foi explorada pela indústria de semicondutores até o presente momento. O símbolo que representa o novo dispositivo é visto na Fig. 1.4 e seu princípio de funcionamento pode ser descrito como segue:

- Se a porta  $G1$  do dispositivo for disparada, o terminal à esquerda funcionará como coletor ( $C1$ ) e o terminal à direita funcionará como emissor ( $E1$ ) e o fluxo de corrente permitido é da esquerda para a direita;
- Se a porta  $G2$  for disparada, os terminais à esquerda e à direita serão emissor ( $E2$ ) e

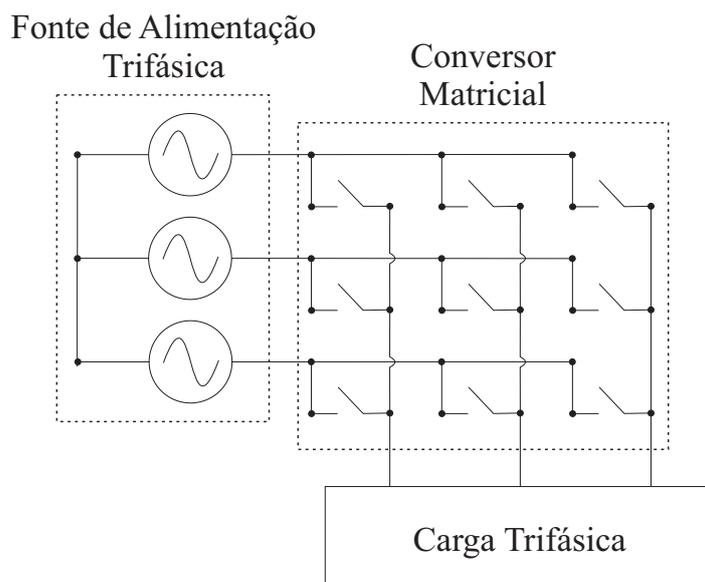


Figura 1.3: Topologia de um CM  $3 \times 3$  interligando uma fonte de alimentação trifásica a uma carga trifásica.

coletor ( $C2$ ), respectivamente. O fluxo de corrente se inverte;

- No último caso, se ambas as portas forem disparadas, o dispositivo permitirá fluxo bidirecional da corrente.

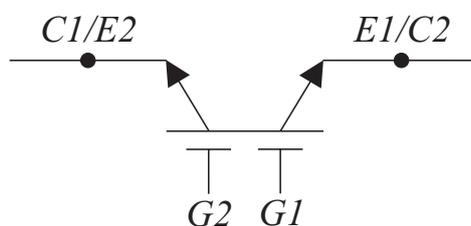


Figura 1.4: Símbolo do dispositivo semicondutor BiLIGBT capaz de suportar fluxo bidirecional controlável de corrente e de suportar tensão de bloqueio direta e reversa.

Devido à ausência de dispositivo bidirecional comercial, *Gyugyi* e *Pelly* disseram que só era possível reproduzir o comportamento de uma chave controlável de quatro quadrantes usando associações dos diversos componentes semicondutores discretos existentes comercialmente [9]. Eles sugeriram dois arranjos de transistores e diodos que funcionam como chave bidirecional [4]. Posteriormente, um arranjo modificado foi proposto por *Wheeler* e *Grant* [10][11] a partir de um dos arranjos de *Gyugyi* e *Pelly*. Esses três arranjos, mostrados nas Fig. 1.5 e Fig. 1.6, foram bastante explorados em trabalhos

científicos e até hoje são usados como chaves bidirecionais em montagens experimentais, módulos bidirecionais e CM disponíveis comercialmente [5], [10] - [13].

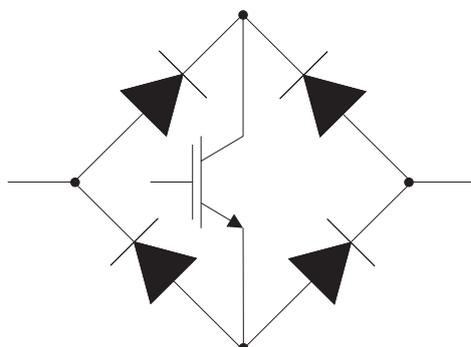


Figura 1.5: Chave bidirecional com arranjo em ponte de diodos.

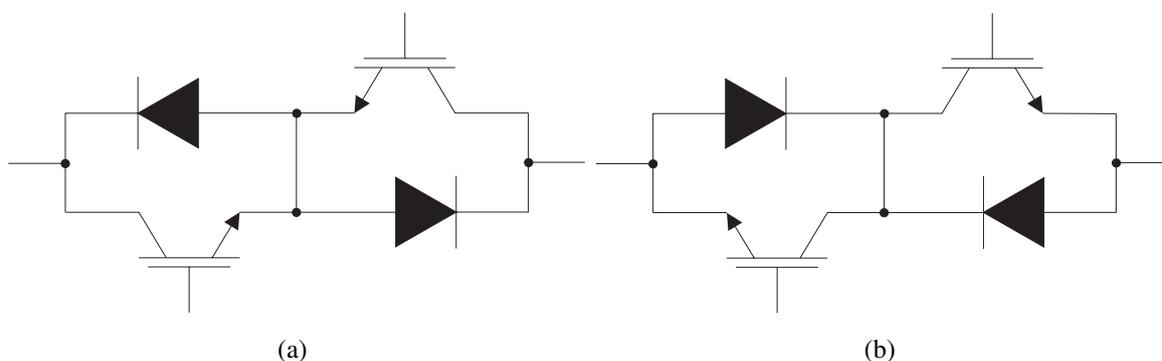


Figura 1.6: Chaves bidirecionais com arranjo: (a) emissor comum; (b) coletor comum.

O arranjo em ponte de diodos, mostrado na Fig. 1.5, possui quatro diodos em ponte e um IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada - *Insulated Gate Bipolar Transistor*), que é uma chave unidirecional. As grandes desvantagens desse arranjo são: (a) não é possível controlar o sentido da corrente, ou seja, ou bloqueia em ambos os sentidos ou permite em ambos; (b) a corrente sempre se desloca por três dispositivos (dois diodos e um IGBT), aumentando as perdas por condução na chave bidirecional. Portanto, essa é a chave menos utilizada em protótipos.

Os arranjos emissor comum e coletor comum, mostrados nas Fig. 1.6(a) e Fig. 1.6(b), respectivamente, possuem controle independente do sentido da corrente (devido aos dois IGBT) e possuem menor perda por condução (um diodo e um IGBT para cada sentido da corrente), embora usem mais dispositivos controlados, aumentando o custo da chave

bidirecional e do seu circuito de acionamento.

A grande diferença entre os arranjos emissor comum e coletor comum é em relação às fontes de alimentação independentes que são necessárias para o acionamento das chaves bidirecionais. Em uma montagem com um CM  $3 \times 3$  (nove chaves bidirecionais), se o arranjo emissor comum for usado como chave bidirecional, serão necessárias nove fontes de alimentação independentes para o acionamento dos dezoito IGBT, pois os emissores dos dois IGBT de cada chave bidirecional estão no mesmo potencial. Se usado o arranjo coletor comum, serão necessárias somente seis fontes independentes para o acionamento dos dezoito IGBT, pois os emissores dos dispositivos estão ligados sempre a um terminal de entrada ou de saída (há sempre um grupo de três IGBT ligados a um mesmo terminal através dos seus emissores). Portanto, basta uma fonte de alimentação para cada fase de entrada e saída. Apesar da aparente vantagem do arranjo coletor comum, ela possui uma grande desvantagem: como cada fonte de alimentação é compartilhada por três IGBT de chaves bidirecionais diferentes, surge uma indutância parasita considerável entre essas chaves, podendo gerar grande sobretensão durante o processo de comutação, tornando essa configuração não viável [5][11]. Portanto, o arranjo emissor comum é geralmente o escolhido para realização da chave bidirecional controlável.

Os substitutos naturais para os IGBT nas chaves bidirecionais em conversores de baixa potência são os MOSFET (Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico - *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*). A grande vantagem dos MOSFET é a possibilidade do conversor de alcançar elevadas frequências de chaveamento [14]. Entretanto, em altas frequências, observam-se efeitos indesejados nos diodos em anti-paralelo do arranjo emissor comum e coletor comum (Fig. 1.6). *Matsui e Yamagami*, em [14], propuseram eliminar a conexão entre os emissores dos MOSFET no arranjo emissor comum e entre os coletores dos MOSFET no arranjo coletor comum como uma forma simples de mitigar o efeito indesejado de alta frequência nos diodos. Como a frequência de trabalho dos IGBT é bem inferior aos dos MOSFET, esse efeito nos arranjos tradicionais é desprezível.

Existem três maneiras práticas de encapsular as chaves bidirecionais para compor um CM. Para conversores de alta potência, as chaves bidirecionais podem ser encapsuladas separadamente em módulos semelhantes àqueles usados nos braços individuais dos inversores. Um exemplo é o módulo IGBT bidirecional da *Dynex Semiconductor* que suporta  $400A$  de corrente de condução e  $1700V$  de tensão de bloqueio [11]. Outro exemplo é o módulo da *Semikron* que suporta  $200A$  na condução e  $600V$  no bloqueio. A Figura 1.7 mostra o encapsulamento da chave bidirecional. Esses módulos possuem dois IGBT e dois diodos interligados no arranjo emissor comum. Para conversores de média potência, é possível usar um módulo da *Semelab* contendo um braço completo do CM  $3 \times 3$  (o módulo possui seis pares IGBT - diodo formando um braço) que suporta  $200A$  de corrente de condução e  $1200V$  de tensão de bloqueio. A Figura 1.8 mostra o encapsulamento do módulo da *Semelab*. Para conversores de baixa potência, é possível usar um módulo da *Eupec*, chamado *EconoMAC*, contendo o CM  $3 \times 3$  completo (com dezoito IGBT e dezoito diodos formando os três braços do conversor) que tem potência nominal de  $7,5kW$ . A Figura 1.9 mostra o encapsulamento do módulo da *Eupec*. É importante mencionar que todos os módulos usam os arranjos emissor comum como chave bidirecional controlável, com exceção do módulo da *Eupec* que utiliza o arranjo coletor comum, pois os fabricantes garantem que, devido ao encapsulamento, as indutâncias parasitas podem ser minimizadas [5]. Não existem módulos comerciais do arranjo com ponte de diodos, devido às mencionadas desvantagens.



Figura 1.7: Módulo da *Semikron* contendo uma chave bidirecional controlável no arranjo emissor comum.

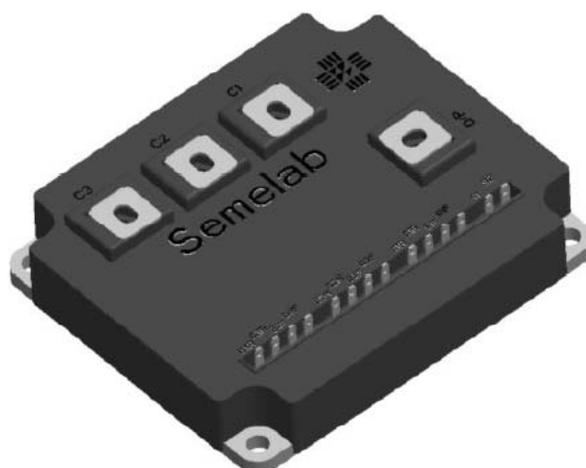


Figura 1.8: Módulo da *Semelab* contendo um braço completo de um CM  $3 \times 3$ .

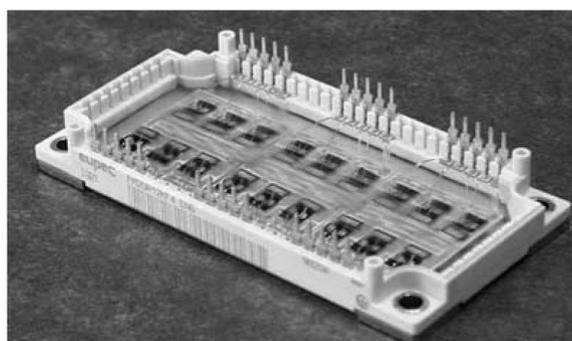


Figura 1.9: Módulo da *Eupec* contendo um CM  $3 \times 3$  completo.

### 1.1.2 Processo de Comutação da Corrente

O processo de comutação da corrente entre as chaves nos inversores trifásicos tipo fonte de tensão é bastante simples comparado aos processos de comutação no CM, pois existe sempre um caminho de condução natural para as correntes da carga nos inversores trifásicos (chamado de caminho de roda-livre), devido aos diodos em anti-paralelo com os IGBT [5]. Portanto, o único cuidado na comutação é evitar que os dois IGBT de um mesmo braço estejam conduzindo ao mesmo tempo, causando um curto-circuito no capacitor do barramento CC. Como os tempos de disparo e de bloqueio dos IGBT geralmente são diferentes, o curto-circuito é evitado usando a técnica de comutação com tempo morto: entre o sinal de bloqueio de um IGBT e o sinal de disparo do outro, é acrescentado um tempo morto para garantir que o primeiro IGBT bloqueie totalmente a corrente antes de permitir que

o segundo conduza. Felizmente, devido aos caminhos de roda-livre, não ocorre sobretensão na carga indutiva (interrupção brusca na condução da corrente em cargas indutivas gera sobretensões consideráveis) durante o tempo em que os dois IGBT estão bloqueados (durante a comutação).

No CM, tal comutação é mais complexa. Por simplicidade, considere um CM  $2 \times 1$  tipo fonte de tensão conectado às fases  $A$  e  $B$  da rede elétrica e alimentando uma carga monofásica indutiva conectada entre os terminais  $a$  na saída do conversor e o neutro da rede elétrica  $N$ . As duas chaves bidirecionais controláveis estão dispostas no arranjo emissor comum, como na Fig. 1.6(a), e é desejável comutar a corrente  $i_a$  da chave conectada à fase  $A$  (chave  $S_{Aa}$ ) para a conectada à fase  $B$  (chave  $S_{Ba}$ ). O circuito detalhado é visto na Fig. 1.10.

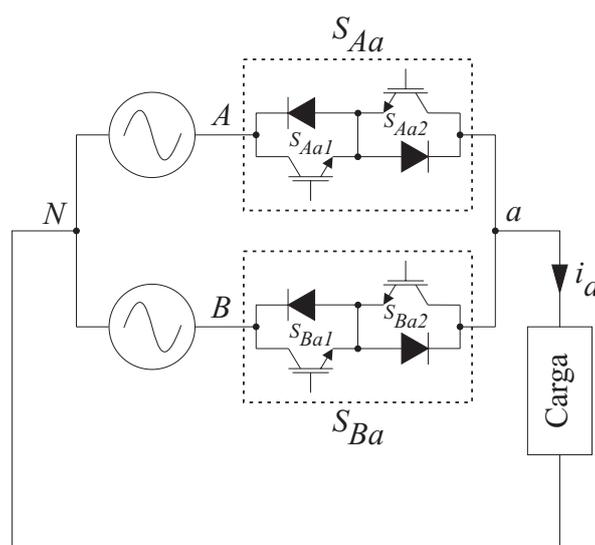


Figura 1.10: Esquema de um CM  $2 \times 1$ , no qual ocorrerá a comutação da corrente da fase  $A$  para a fase  $B$ .

Observando a Fig. 1.10, percebe-se que se a corrente  $i_a$  estiver no sentido mostrado na figura e os dois IGBT  $S_{Aa1}$  e  $S_{Ba1}$  forem bloqueados ao mesmo tempo ou se a corrente  $i_a$  estiver no sentido contrário e os dois IGBT  $S_{Aa2}$  e  $S_{Ba2}$  forem bloqueados ao mesmo tempo, não haverá um caminho natural para a corrente da carga indutiva, ao contrário dos inversores trifásicos tipo fonte de tensão. Portanto, não é permitido usar comutação com tempo morto, pois a sobretensão na carga no momento da comutação pode danificar os dispositivos e a própria carga [10]. Igualmente ao inversor trifásico, se o par  $S_{Aa1}$  e  $S_{Ba2}$  ou o par  $S_{Aa2}$  e

$S_{Ba1}$  estiverem conduzindo ao mesmo tempo, um caminho de condução de baixa impedância (curto-circuito) surgirá entre as fases de entrada do conversor e ocorrerá sobrecorrente, podendo danificar os dispositivos também. Portanto, disparar um IGBT e depois bloquear o outro (comutação com sobreposição da corrente) também não é uma técnica desejável e deve ser evitada no CM [10].

Um dos desafios na época dos primeiros protótipos do CM era achar uma solução para comutar a corrente com segurança. Uma solução inicial foi realizar a comutação com sobreposição da corrente e adicionar indutores na entrada do CM para limitar a velocidade de aumento da corrente devido ao curto-circuito momentâneo [15]. Esse método é evitado, pois os indutores são volumosos. Outra solução era realizar a comutação com tempo morto e adicionar um circuito de amortecimento (consistindo de uma ponte trifásica a diodos em paralelo com um capacitor e um varistor) para criar um caminho de roda-livre para a corrente da carga indutiva e evitar problemas de sobretensão [15]. Esse método também é evitado, pois parte da energia do capacitor do circuito de amortecimento é entregue a carga a cada comutação, aumentando as perdas do conversor. Além disso, o circuito de amortecimento também é volumoso.

Para garantir uma comutação segura entre duas chaves bidirecionais, sem a necessidade de circuitos de potência adicionais, *Burány* propôs um método em quatro etapas que necessita somente da medição do sentido das correntes na carga para sua realização [16]. Posteriormente, o seu método de comutação segura com duas chaves bidirecionais foi expandido para comutação entre as três chaves que compõem um braço do CM  $3 \times 3$  [10][17] e recebeu o nome de “método de comutação semi-suave”, pois 50% das comutações são suaves (ou com tensão nula ou com corrente nula) [10].

Apesar do aumento da precisão dos sensores de efeito *Hall*, o método de comutação semi-suave foi criticado devido à incerteza no sentido da corrente quando ela está passando pelo zero. Essa incerteza pode causar uma falha no processo de comutação, gerando um tempo morto grande o suficiente para causar problemas de sobretensão [18]. Portanto, um método de comutação alternativo, proposto em [18], mede as tensões coletor-emissor de cada IGBT para determinar o sentido da corrente com maior precisão que os sensores de efeito

*Hall*. Além disso, durante a comutação, esse método só dispara e bloqueia os dois IGBT que podem conduzir no sentido da corrente atual. Os outros dois IGBT ficam bloqueados. Quando ocorre uma mudança no sentido da corrente na carga, o IGBT bloqueado é disparado enquanto o outro IGBT é bloqueado, dentro da chave bidirecional. Apesar do aumento da confiabilidade no processo de comutação, esse método requer um alto número de medições de tensão (18 circuitos de medição para um CM  $3 \times 3$ ), além da necessidade da comunicação entre os circuitos de medição de chaves bidirecionais diferentes. Por outro lado, o método de comutação semi-suave usando sensor de efeito *Hall* requer somente dois sensores. Portanto, o método de comutação semi-suave é o mais usado em protótipos de laboratório.

Considere a seguinte situação hipotética, como exemplo do método de comutação semi-suave: na Fig. 1.10, a fase *A* está conduzindo (chaves  $S_{Aa1}$  e  $S_{Aa2}$  fechadas e chaves  $S_{Ba1}$  e  $S_{Ba2}$  abertas) e a corrente indicada no circuito está sendo solicitada pela carga indutiva. Considere também que esse sentido da corrente é o positivo. Através de dois sinais de controle (um para cada chave bidirecional), o modulador solicita que a corrente  $i_a$  seja comutada da fase *A* para a fase *B*. Para garantir uma comutação segura, quatro passos devem ser seguidos:

1. Bloquear o IGBT que não está conduzindo a corrente na chave bidirecional a ser desativada, que no caso em questão é o IGBT  $S_{Aa2}$ . Esse bloqueio acontece com corrente nula, ou seja, é suave. O único IGBT que fica ativado é o  $S_{Aa1}$ ;
2. Disparar o IGBT que irá conduzir a corrente na chave bidirecional a ser ativada, que no caso é o IGBT  $S_{Ba1}$ . Se a tensão na fase *A* for maior que a tensão na fase *B*, o IGBT  $S_{Aa1}$  continuará conduzindo a corrente  $i_a$ , pois o diodo em série com  $S_{Ba1}$  está bloqueado. Se a tensão na fase *A* for menor do que a na fase *B*, a corrente comutará do IGBT  $S_{Aa1}$  para o  $S_{Ba1}$ ;
3. Bloquear o IGBT que está (ou estava) conduzindo a corrente na chave a ser desativada, que no caso é  $S_{Aa1}$ . Nesse passo, se  $S_{Aa1}$  ainda estiver conduzindo  $i_a$ , essa corrente será inevitavelmente comutada para  $S_{Ba1}$ . Nos passos dois e três ou temos um disparo suave e um bloqueio dissipativo ou temos um disparo dissipativo e um bloqueio suave;

4. Disparar o IGBT restante na chave bidirecional a ser ativada, que no caso é o  $S_{Ba2}$ .

O diagrama temporal dessa situação hipotética está mostrado na Fig. 1.11. Se a corrente na carga  $i_a$  estiver no sentido contrário ao da Fig. 1.10, ocorrerá um processo de comutação com quatro passos, semelhante ao anterior (somente a ordem dos disparos e bloqueios mudará). É importante ressaltar que cada passo do método de comutação deve durar um tempo mínimo  $t_m$ , chamado de tempo morto, de forma a assegurar o disparo e o bloqueio dos IGBT. O diagrama de estados da Fig. 1.12 mostra todos os casos possíveis para uma comutação entre duas chaves bidirecionais. É importante ressaltar que o primeiro passo a ser dado na comutação depende do sentido da corrente na carga. Os estados cinzas são estados em regime permanente e os estados brancos são os transitórios. Para facilitar a visualização do processo de comutação, definiu-se valor 1 (um) para o IGBT que estiver ligado e valor 0 (zero) para o IGBT que estiver bloqueado. Revisões dos principais métodos de comutação para o CM podem ser vistas em [5] e [11].

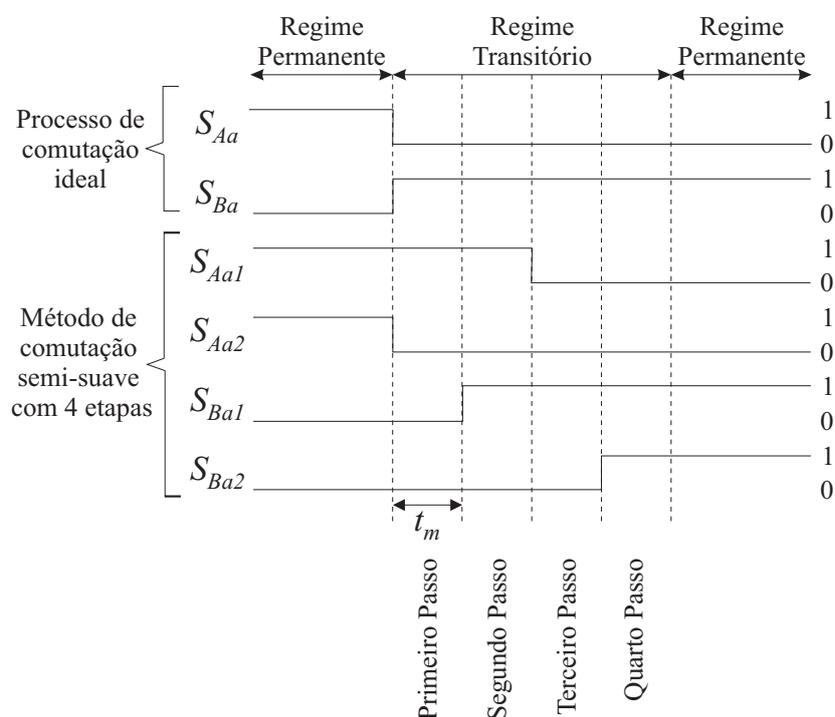


Figura 1.11: Diagrama temporal ilustrando a comutação da corrente da fase A para a fase B no circuito da Fig. 1.10.

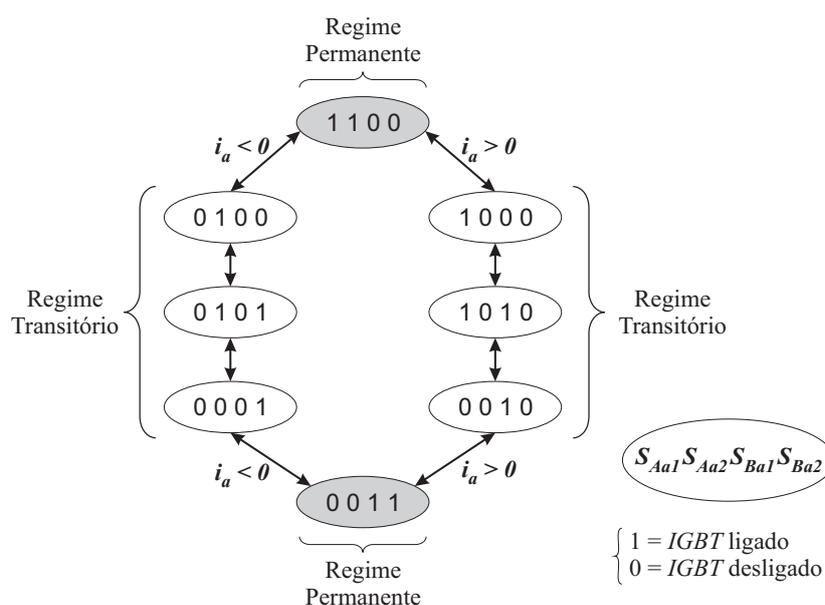


Figura 1.12: Diagrama de estados do método de comutação semi-suave com quatro etapas, baseado no sentido da corrente na carga.

### 1.1.3 Filtro de Entrada

Uma das grandes vantagens do CM é a ausência do elemento armazenador de energia no barramento CC. Devido a essa ausência, duas implicações importantes devem ser ressaltadas: (a) surge um acoplamento natural entre a rede elétrica e a carga, que pode ser prejudicial à carga e ao conversor caso ocorra algum distúrbio na rede (desbalanço ou distorção da tensão ou sobrecorrente); (b) as corrente solicitadas pelo CM são constituídas de partes (ou “pedaços”) das correntes solicitadas pela carga devido ao processo de comutação em alta frequência das chaves e tais “pedaços” são responsáveis por grandes ondulações (conhecidas também como *ripples*) em torno da componente fundamental da corrente na entrada. Tais ondulações produzem distorções na tensão da rede elétrica no ponto de acoplamento comum entre o CM e outras possíveis cargas [1].

Com o intuito de gerar um certo isolamento entre a rede elétrica e a carga e amortecer as ondulações de alta frequência das correntes na entrada, coloca-se um filtro entre a rede elétrica e o conversor. É preciso ressaltar que não é objetivo do filtro armazenar grandes quantidades de energia e sim garantir um bom amortecimento das ondulações nas correntes supridas pela rede elétrica com o mínimo de energia armazenada nos elementos reativos [9].

Topologias complexas foram projetadas na literatura para garantir uma melhor atenuação das ondulações provenientes da comutação das chaves como, por exemplo, as topologias multi-estágios [10][17][19][20]. Porém, devido ao grande número de elementos reativos, esses filtros não são práticos e devem ser evitados. Portanto, foi verificado que um simples filtro LC é a melhor alternativa considerando custo e tamanho [5][21][22][23][24].

As seguintes medidas devem ser observadas ao projetar o filtro LC de entrada para o CM:

- Possuir frequência de corte menor que a frequência de chaveamento usada no conversor, para garantir a atenuação das ondulações das correntes na rede elétrica;
- Maximizar o FDE para qualquer valor de potência do conversor;
- Minimizar a queda de tensão no indutor do filtro LC, quando o mesmo estiver operando na corrente nominal, com o objetivo de prover o máximo ganho de tensão possível no CM;
- Após encontrar os valores da indutância e capacitância do filtro, minimizar o volume e o peso dos componentes reativos, observando os diferentes tipos de indutores e capacitores disponíveis comercialmente.

Devido à configuração do filtro de entrada LC, alguns problemas podem surgir no processo de energização do CM. É conhecido que se um degrau de tensão for aplicado a um circuito LC, que inicialmente estava sem energia residual, grandes transientes surgirão, provocando sobretensão durante o regime transitório. *Klumpner e Blaabjerg* [23] propuseram uma solução para o problema da sobretensão que ocorre durante o processo de energização. A solução consiste em conectar resistores de amortecimento ( $R_{amort}$ ) em série com os indutores do filtro LC, conforme mostrado na Fig. 1.13 para um CM  $3 \times 3$ . Esses resistores diminuem o fator de qualidade do filtro e, como consequência, amortecem a resposta transitória do filtro durante o processo de energização, evitando sobretensões. Para uma maior eficiência energética, os resistores de amortecimento são curto-circuitados (através de um relé) quando o CM estiver em regime normal de funcionamento.

Uma variação dessa topologia, proposta em [25] e mostrada na Fig. 1.14, consiste em

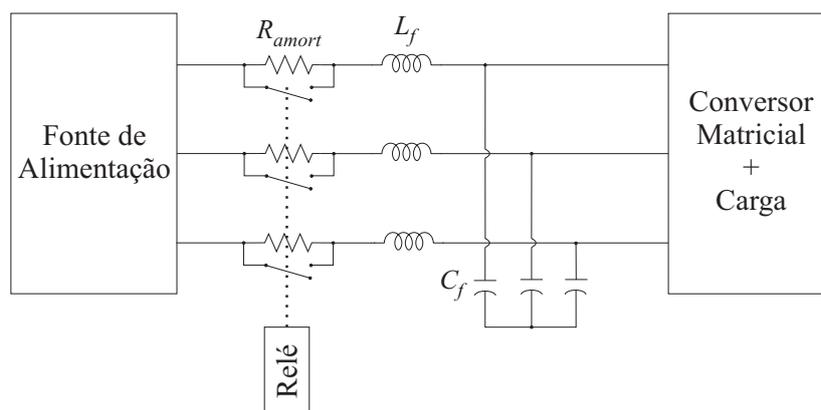


Figura 1.13: Representação do filtro LC com os resistores de amortecimento em série com os indutores e desativados por relé.

conectar os resistores de amortecimento em paralelo com os indutores do filtro LC. Nesse caso os resistores também filtram as pequenas ondulações nas correntes que passam pelo filtro LC. Essa topologia, além de solucionar o problema de sobretensão no filtro LC durante o processo de energização do CM, também limita a corrente que carregará o capacitor do circuito de grampeamento, usado como proteção contra sobretensões no CM (a ser visto na subseção posterior). Por questões práticas, somente dois resistores são usados no filtro LC do CM  $3 \times 3$  e, depois do processo de energização, esses resistores são desativados por relé para aumentar a eficiência energética do conversor [21]. Mais detalhes sobre projetos de filtros para o CM podem ser vistos em [6][10][17][19][21][22][24].

#### 1.1.4 Outras Questões Práticas

Devido ao acoplamento natural entre a entrada e a saída no CM, problemas de sobretensões e sobrecorrentes podem danificar tanto as chaves bidirecionais quanto a carga que está sendo alimentada. Sobrecorrentes podem surgir de curto-circuitos ocorridos pela incorreta comutação das chaves e também no processo de energização, devido aos elementos reativos do filtro de entrada. Duas medidas podem ser tomadas para evitar sobrecorrentes:

- Usar resistores de amortecimento no filtro de entrada do CM;
- Projetar um circuito para realizar medições das correntes na entrada do conversor e uma lógica para comparar as medições com um valor máximo de segurança. Caso uma das

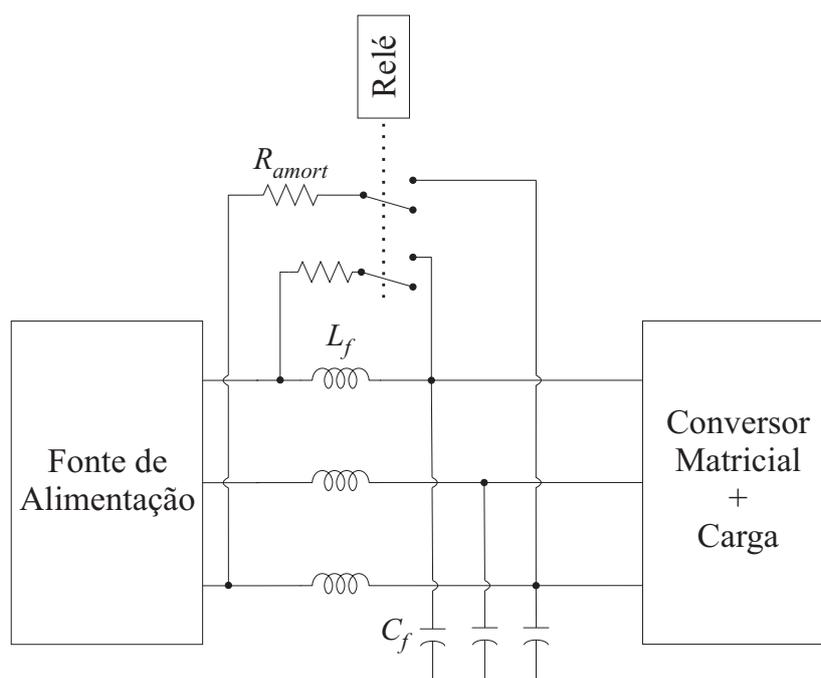


Figura 1.14: Representação do filtro LC com os resistores de amortecimento em paralelo com os indutores e desativados por relé.

correntes ultrapasse o valor máximo permitido, um sinal de controle bloqueará todos os IGBT do circuito de potência, isolando o sistema da rede elétrica e evitando maiores danos às chaves e à carga [26].

Sobretensões podem ocorrer tanto por perturbações originadas na rede elétrica (desbalanços ou distorções na tensão) como pela incorreta comutação das chaves, como por exemplo: se todos os IGBT de um braço do CM forem bloqueados ao mesmo tempo, não haverá caminho para circulação da corrente do motor de indução trifásico que está sendo alimentado pelo CM e surgirá uma sobretensão no terminal que ocorreu a falta, podendo danificar permanentemente as chaves e o motor. Não há como evitar a sobretensão pelo disparo e bloqueio de todas as chaves do conversor. Portanto, a solução é criar um caminho natural que permita a circulação da energia proveniente da rede elétrica (falta na entrada) ou da energia armazenada no motor (falta na carga). A solução mais comum é adicionar um circuito de grampeamento em paralelo com os terminais de entrada e saída do CM, como mostrado na Fig. 1.15. Esse circuito foi patenteado por *Neft* em 1987 [27][28]. O circuito consiste em duas pontes retificadoras trifásicas a diodos, um capacitor e um resistor.

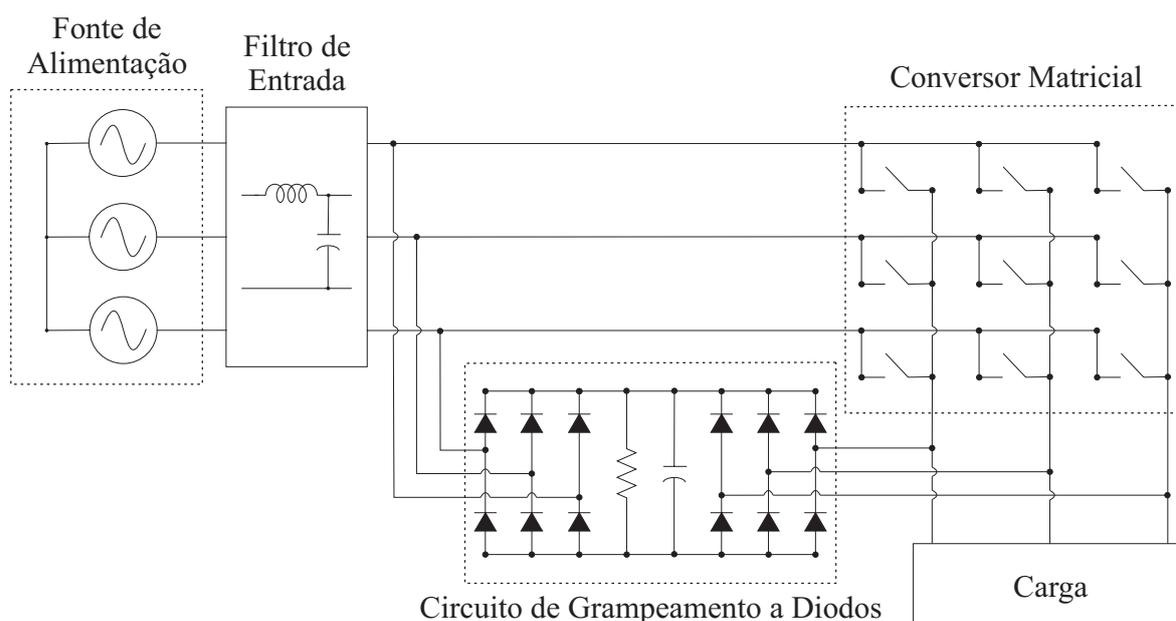


Figura 1.15: CM  $3 \times 3$  com um circuito de grameamento a diodos.

No projeto do circuito de grameamento (também chamado de circuito *clamp*), diversas variáveis devem ser observadas [19][21][22][28]:

- Na ponte retificadora, usar diodos de recuperação rápida que suportem a corrente nominal das chaves do conversor;
- A tensão máxima do capacitor deve ser menor do que a tensão suportada pelas chaves e pela carga;
- A capacitância deve ser projetada de tal forma que o capacitor armazene toda a energia proveniente da carga sem ultrapassar a tensão máxima permitida;
- O resistor deve ser projetado para dissipar a energia excedente do capacitor, garantindo que a tensão do capacitor retorne ao valor de trabalho após a falta. Essa dissipação deve ser lenta, assegurando baixas perdas durante a operação normal do CM.

Um projeto detalhado de um circuito de grameamento a diodos, incluindo os cálculos necessários para deduzir a energia reativa que um motor de indução trifásico pode armazenar, o cálculo da capacitância e valores sugeridos de resistores de dissipação em função da

potência do motor, é estudado em [19][21][22][28].

Em um CM  $3 \times 3$ , o circuito de grampeamento a diodos demandaria 12 diodos de potência de rápida recuperação, um capacitor eletrolítico e um resistor de média potência. Tal circuito é dispendioso e volumoso, o que torna essa topologia pouco atraente [9]. Portanto, novas topologias foram criadas para diminuir o número de componentes do circuito de grampeamento sem prejudicar sua utilidade. Entre elas, destacam-se duas: (a) *Nielsen, Blaabjerg e Pedersen* propuseram uma nova topologia que utiliza seis dos dezoito diodos das próprias chaves bidirecionais para fazer parte do circuito de grampeamento, reduzindo o número de diodos extras para seis [28][29]; (b) *Mahlein e Braun* [30] apresentaram uma solução de baixo custo e volume que é conectar, no lugar do circuito de grampeamento, três varistores em delta tanto nos terminais de entrada quanto nos terminais de saída do CM, como mostrado na Fig. 1.16.

Varistores são componentes eletrônicos que possuem uma característica tensão-corrente não-ôhmica e, geralmente, são usados para proteger os circuitos contra transientes de sobretensões excessivas. Sua função principal é conduzir uma alta corrente quando ocorre uma elevação de tensão na rede elétrica, garantindo que o nível de tensão não ultrapasse um certo valor de segurança [30].

Nos CM, os varistores na entrada oferecem uma proteção contra sobretensão originada na rede elétrica e os varistores na saída dissipam a energia excedente da carga indutiva [31]. Tal solução pode apresentar problemas a longo prazo, pois a alta frequência de comutação das chaves diminui a vida útil dos varistores. Além disso, somente os varistores não garantem total proteção contra sobretensões às chaves bidirecionais, sendo necessário um circuito auxiliar em cada IGBT do CM (cada circuito auxiliar é composto por dois diodos e um resistor). Detalhes adicionais sobre o projeto dos varistores e do circuito auxiliar dos IGBT podem ser vistos em [31][32].

Outra questão prática importante é a capacidade do sistema conversor-motor manter-se em operação quando ocorre um distúrbio momentâneo na rede elétrica (afundamento, desbalanço ou falta em uma ou mais fases - de curta duração). Essa capacidade de auto-

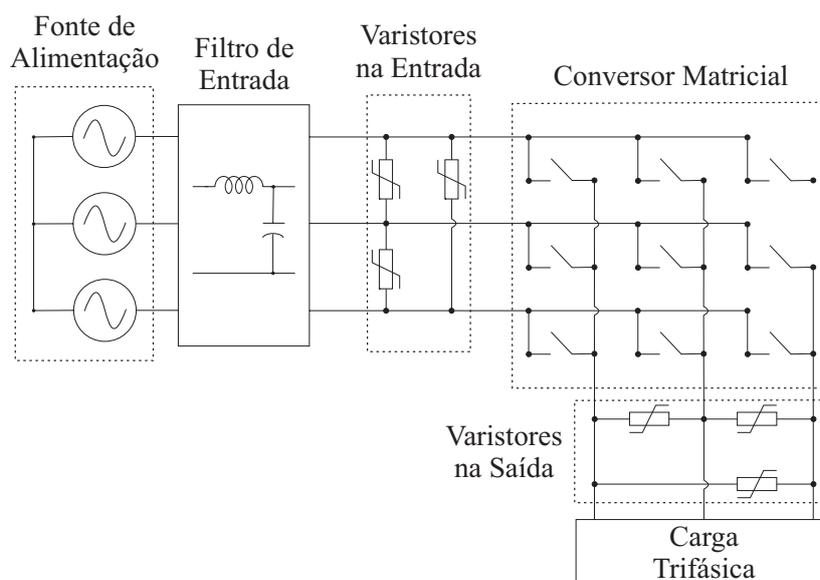


Figura 1.16: CM  $3 \times 3$  com varistores de proteção.

mantenabilidade é conhecida na literatura como capacidade *Ride-Through* [5]. O capacitor no barramento CC dos inversores tipo fonte de tensão é o responsável por alimentar os circuitos de acionamento das chaves e entregar energia ao motor durante o distúrbio. Sabe-se que o CM não possui tal capacitor, tornando inviável manter o sistema em operação.

Contudo, *Klumpner, Boldea e Blaabjerg* [33] propuseram extrair a energia armazenada no capacitor do circuito de grampeamento a diodos para isolar o sistema conversor-motor da rede elétrica e alimentar os circuitos de acionamento das chaves por um intervalo de tempo suficiente para garantir um caminho de circulação para as correntes do motor até sua frenagem completa. Duas maneiras diferentes de desacoplar o sistema da rede elétrica e criar um caminho de roda-livre para as correntes da carga foram discutidas pelos autores e são apresentadas na Fig. 1.17.

No primeiro caso (Fig. 1.17(a)), todos os terminais da carga estão conectados à mesma fase da rede elétrica e, conseqüentemente, as tensões de linha são nulas. O fluxo no estator da máquina cessa, mas o fluxo no rotor continua ativo, devido à inércia do eixo do rotor. Esse fluxo no rotor induz tensão nas bobinas do estator e as correntes nas mesmas aumentam. Neste caso, a energia de inércia do rotor será passada para as bobinas do estator até o motor parar. A configuração das chaves bidirecionais permite que as correntes das bobinas circulem

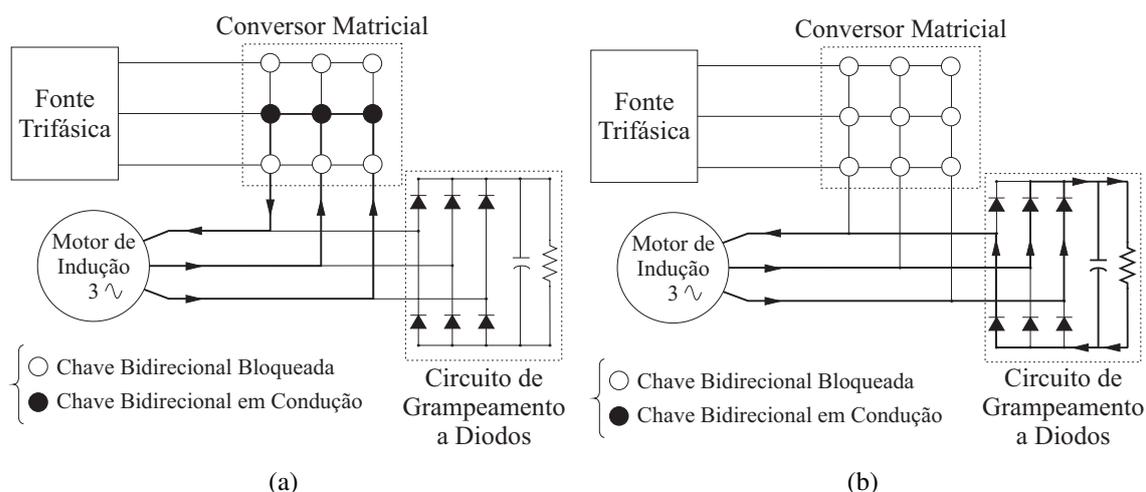


Figura 1.17: Duas maneiras de desacoplar o sistema conversor-motor da rede elétrica: (a) criando um caminho de roda-livre através das chaves bidirecionais; (b) bloqueando todas as chaves bidirecionais e usando o circuito de grameamento a diodos como caminho de roda-livre.

de um terminal da máquina a outro, criando um caminho de roda-livre. Devido às perdas de condução do cobre e das chaves não-ideais, essa energia se dissipará completamente depois de algum tempo [33][34]. A energia armazenada no capacitor do circuito de grameamento a diodos alimenta as placas de acionamento dos IGBT, mantendo as chaves conduzindo durante o distúrbio.

No segundo caso (Fig. 1.17(b)), a energia do capacitor também é usada para alimentar o circuito de acionamento e todas as chaves são bloqueadas. A energia de inércia do rotor será transferida para as bobinas do estator e desta forma, correntes irão circular pelos diodos do circuito de grameamento carregando o capacitor. Se a capacitância for projetada corretamente, essa energia residual não será o suficiente para elevar a tensão do capacitor a níveis que danificariam as chaves. O resistor em paralelo funcionará como dissipador da energia excedente no capacitor [33][34].

### 1.1.5 Sistema de Controle

O diagrama de blocos de um CM  $3 \times 3$ , detalhando o circuito de potência e o sistema de controle, é mostrado na Fig. 1.18.

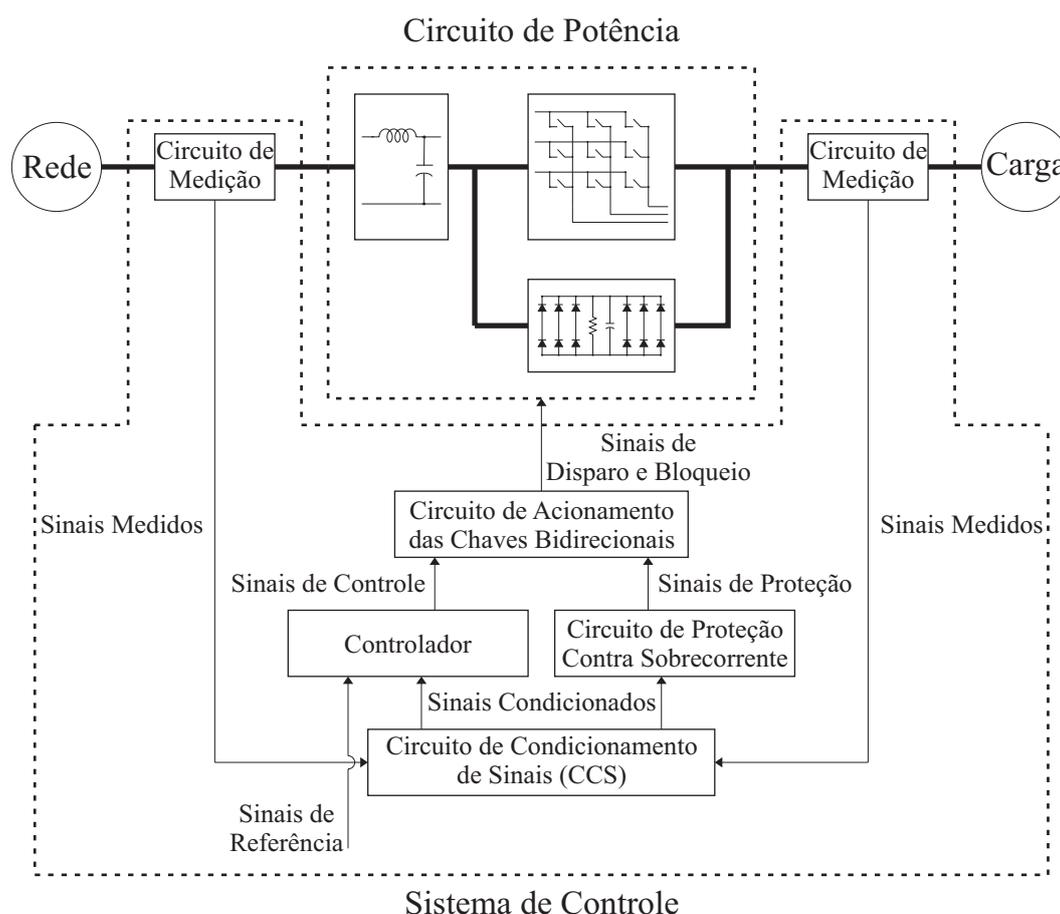


Figura 1.18: Diagrama de blocos de um CM  $3 \times 3$ , detalhando o circuito de potência e o sistema de controle.

O circuito de medição de sinais é responsável por transformar sinais medidos de grandezas diferentes em sinais de uma só grandeza (geralmente sinais de tensão) e prover isolamento elétrico entre o circuito de potência e o sistema de controle. No CM, são necessárias medições de correntes e tensões. As tensões medidas geralmente são atenuadas a níveis seguros para o sistema de controle e as correntes medidas passam por um transdutor de corrente (geralmente um sensor de efeito *Hall*), que as transforma em sinais de tensão. O isolamento da tensão é proveniente dos amplificadores operacionais de instrumentação e o da corrente é proveniente do acoplamento magnético do sensor *Hall*.

O circuito de condicionamento de sinais é responsável pelo tratamento dos sinais medidos, tornando possível a leitura dos mesmos pelo controlador e pelo circuito de proteção. O tratamento dos sinais geralmente envolve remoção de ruídos de medição através de filtros analógicos, elevação ou diminuição do nível de tensão dos sinais para a faixa de

tensão permitida pelo controlador e, se o controlador for digital, a conversão analógica/digital (conversão  $A/D$ ) dos sinais.

O circuito de proteção contra sobrecorrentes é responsável por detectar se alguma corrente na entrada ou na saída do conversor passou de um limite pré-estabelecido e gerar um sinal de proteção, se tal situação ocorrer. O sinal de proteção tem prioridade sobre todos os sinais do controlador, ao ser lido pelo circuito de acionamento, e é responsável por bloquear todas as chaves bidirecionais do conversor, evitando danos no sistema conversor-carga [26].

O controlador (modulador) é responsável por ler os sinais condicionados e os sinais de referência, que determinam o modo de operação desejado do conversor, e fazer os cálculos matemáticos necessários para gerar os sinais de controle das chaves bidirecionais, garantindo a geração das tensões e correntes desejadas pela carga, ou seja, é no controlador que está implementada a técnica PWM do conversor [26]. O controlador pode ser completamente analógico (amplificadores operacionais), completamente digital (processador digital) ou conter partes analógicas e digitais (processador digital de sinais). Os sinais gerados pelo controlador são sinais de ativação e desativação das chaves bidirecionais. Esses sinais, além de não terem potência suficiente, geralmente não estão no nível de tensão necessário para disparar e bloquear as chaves de potência. Portanto, é necessário um circuito de acionamento das chaves bidirecionais.

O circuito de acionamento das chaves bidirecionais realiza a decodificação dos sinais de controle provenientes do modulador e envia sinais de disparo e bloqueio para as chaves isolando o sistema de controle do circuito de potência [26]. Geralmente, as chaves bidirecionais são formadas por dois IGBT e dois diodos na configuração emissor comum ou coletor comum, como mostrado na Fig. 1.6. Portanto, os nove sinais de controle das chaves bidirecionais precisam ser decodificados em 18 sinais para os IGBT, que devem ser enviados na seqüência correta respeitando o método de comutação de corrente escolhido (conforme a subseção 1.1.2). Esses 18 sinais provenientes do circuito de acionamento devem ter um nível de tensão adequado e potência suficiente para bloquear e disparar os IGBT. Dessa forma, o último estágio do circuito de acionamento deve conter dispositivos digitais, acopladores ópticos de rápida resposta e fontes de tensão reguladas. O acoplador óptico é o dispositivo

que provê o isolamento entre o sistema de controle e o circuito de potência.

O elemento principal do sistema de controle é o modulador, onde é implementada toda a técnica de controle. Os outros elementos são circuitos auxiliares, que permitem a interface entre o circuito de potência e o modulador. Para desenvolver uma técnica de controle eficiente no modulador, é preciso estudar a modelagem matemática do circuito de potência do CM.

## 1.2 Técnicas de Modulação para Conversores Matriciais

Desde o primeiro trabalho publicado sobre o CM em 1976, muitos pesquisadores visualizaram um futuro promissor para esta topologia de conversor na eletrônica de potência. A indústria mostrou considerável interesse por esse tipo de conversor, pois, além de possuir algumas vantagens em comparação aos inversores trifásicos tipo fonte de tensão, ele é constituído basicamente de semicondutores (com pequenos elementos reativos) [35]. Esse interesse foi primordial para o desenvolvimento das bases teóricas e práticas do avanço tecnológico do CM. Centenas de trabalhos já foram publicados em revistas técnicas, livros, resumos e conferências sobre o assunto.

Todas as vantagens oferecidas pelo CM só são aproveitadas se o algoritmo que produz os sinais de disparo e bloqueio das chaves bidirecionais (também conhecido como técnica de controle) for capaz de controlar apropriadamente as variáveis na entrada e na saída do conversor. Portanto, é essencial desenvolver uma técnica de controle eficiente para as chaves bidirecionais.

É importante ressaltar que o objetivo do CM é, a partir de um conjunto de tensões na entrada, produzir as tensões desejadas na carga. Portanto, a técnica de controle tem que ser capaz de produzir os sinais corretos para converter um conjunto de tensões em outro. As técnicas capazes de realizar tal tarefa são chamadas de técnicas de modulação. Existem vários tipos de modulações: modulação em amplitude (*Amplitude Modulation*), modulação em frequência (*Frequency Modulation*), modulação em fase (*Phase Modulation*), modulação por largura de pulsos (*Pulse Width Modulation* - PWM) entre outras.

A técnica de modulação que possui diversas vantagens para aplicações de grande potência é a PWM. A característica mais importante é o fato dos sinais de controle assumirem somente dois estados possíveis, ou seja, são binários. O motivo de tamanha vantagem está relacionado à necessidade de reduzir as perdas nas chaves dos conversores. Se as chaves trabalhassem na região ativa, elas teriam grande perda por condução (produto da tensão pela corrente na chave), pois a potência envolvida é da ordem de  $kW$  ou  $MW$ . Tal perda é inadmissível em aplicações que a eficiência é primordial. Por outro lado, se as chaves trabalharem na região de corte (nível lógico zero) e saturação (nível lógico um), as perdas por condução e as perdas por chaveamento (perdas no bloqueio e disparo das chaves) serão muito pequenas comparadas à potência envolvida no processo de conversão. Assim, é possível desenvolver semicondutores que suportem grandes tensões de bloqueio e grandes correntes de condução sem a necessidade de grandes dissipadores de calor [1]. Como os sinais PWM são binários, a quantidade de energia (amplitude) do sinal modulador está contida na largura do pulso do sinal modulado, ou seja, o intervalo de tempo em que o sinal modulado permanece em nível lógico um é proporcional à energia do sinal modulador.

As características desejáveis de uma técnica PWM para CM são as seguintes:

- Simples e eficiente computacionalmente. Algoritmos complexos e que demandam muita carga computacional são pouco atrativos, pois exigem unidades de *hardwares* complexas e dispendiosas além de circuitos auxiliares para medição e controle;
- Controle da amplitude e da frequência das tensões na carga. É desejável que as tensões na carga possuam o menor conteúdo harmônico possível (menor ondulação);
- A amplitude das tensões na carga atinja o limite intrínseco do CM;
- Controle do FDE do conversor, podendo operar o sistema conversor-carga tanto como uma carga capacitiva como uma carga indutiva e permitindo operação com  $FDE = 1$  (garantindo o maior fator de potência possível para o sistema conversor-carga);
- Obtenção do menor conteúdo harmônico possível para as correntes na entrada do conversor.

O desenvolvimento de algoritmos de controle eficientes, que aproveitassem todo o potencial do CM, não ocorreu imediatamente depois do surgimento dos mesmos em 1976. Para se obter uma técnica que utilizasse todas as vantagens dos CM, dezenas de trabalhos, de pesquisadores de diversas partes do mundo, foram publicados [26].

Em 2008, 32 anos depois do desenvolvimento do CM, encontram-se na literatura dezenas de técnicas de controle diferentes, cada uma com suas vantagens e desvantagens, que podem ser usadas nas mais diversas aplicações. A principal diferença entre esses algoritmos é o fato de cada um priorizar a melhoria de uma das características do CM sob pena de deteriorar as outras. Alguns trabalhos visam melhorar a qualidade das tensões e correntes geradas nos conversores (minimizando a distorção harmônica ou a ondulação), outros visam aumentar a faixa das amplitudes das tensões na carga, trabalhando na região de sobremodulação, outros ainda preferem minimizar o número de comutações das chaves, diminuindo as perdas por chaveamento e aumentando o rendimento do conversor, a ponto de competir (em termos de eficiência energética) com os inversores trifásicos [19][22].

É possível dividir as técnicas PWM para o CM em duas grandes categorias [35][36]:

- Técnicas PWM com função de transferência direta (FTD - *Direct Transfer Function*);
- Técnicas PWM com função de transferência indireta (FTI - *Indirect Transfer Function*).

Nas técnicas PWM com FTD, o CM é tratado como um único conversor direto de potência CA-CA e os sinais de controle gerados pelo algoritmo (sinais modulados) são diretamente os sinais das chaves bidirecionais do conversor, como mostrado na Fig. 1.3. Portanto, a técnica de controle produz o conjunto de tensões na carga *diretamente* do conjunto das tensões na entrada do conversor, ou seja, nenhum passo intermediário no processo de conversão é realizado. Nesse tipo de técnica, é possível encontrar uma FTD que ao ser multiplicada pelas tensões na entrada do conversor produz as tensões na carga, diretamente [35][36]. As primeiras técnicas PWM com FTD foram desenvolvidas por Gyugyi e Pelly em [4] e por Venturini e Alesina em [37]-[41].

Nas técnicas PWM com FTI, o comportamento da topologia retificador-barramento CC

ficício-inversor, mostrada na Fig. 1.19, é emulado no CM [35][36]. Desta forma, a técnica de controle divide-se em duas etapas:

1. A função de transferência do retificador controlado converte as tensões alternadas na entrada do CM em uma tensão retificada (tensão do barramento CC ficício);
2. A função de transferência do inversor converte a tensão do barramento CC ficício em tensões trifásicas alternadas para a carga.

Portanto, as tensões na carga são produzidas pelo produto da função de transferência do retificador pelas tensões na entrada e, posteriormente, pelo produto do resultado pela função de transferência do inversor. Esse é o motivo do nome “função de transferência indireta” [35][36]. Nessa categoria de técnicas, os sinais modulados das chaves do CM são obtidos pela combinação dos sinais modulados das chaves do retificador e do inversor apresentados na Fig. 1.19. A idéia original de emular o comportamento do retificador-barramento CC ficício-inversor no CM surgiu dos trabalhos de *Ziogas et al.* [35][36].

As primeiras técnicas PWM com FTI foram desenvolvidas por *Ziogas et al.* [35][36], *Rodríguez* [42] e *Huber e Borojević* [26][43][44]. É importante ressaltar que a primeira técnica PWM para o CM a usar vetores espaciais tanto no retificador (controle do FDE) como no inversor (controle da amplitude e frequência das tensões na carga) foi proposta por *Huber e Borojević* em [26][44].

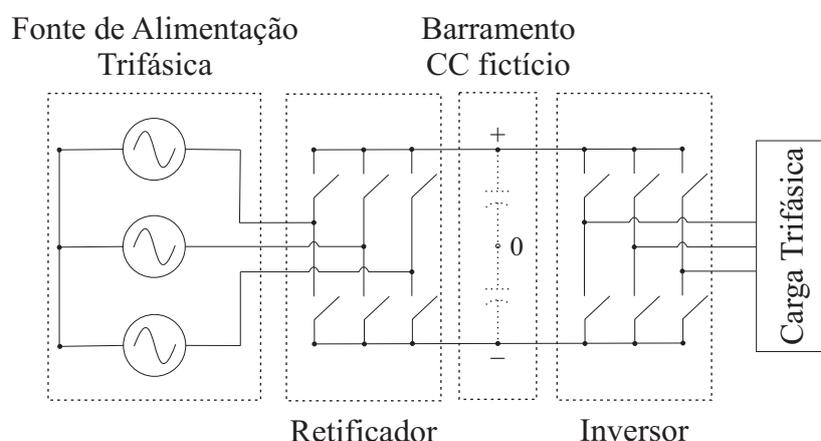


Figura 1.19: Topologia retificador-barramento CC ficício-inversor utilizada para a geração dos sinais modulados das chaves nas técnicas PWM com FTI.

Embora seja possível produzir a mesma componente fundamental das tensões na carga e controlar o FDE nas duas categorias de técnicas PWM, é importante ressaltar que as formas de onda instantâneas são diferentes, pois o espectro de frequências produzido pelas duas categorias são significativamente distintos [35].

*Huber e Borojević* realizaram em [26] um importante e extenso trabalho de classificação das técnicas PWM para o CM nas duas categorias citadas anteriormente. As Tabelas 1.1 e 1.2 mostram um resumo das principais técnicas de controle nestas respectivas categorias.

As técnicas PWM com FTD podem ser subdivididas em duas categorias, como mostrado na Tab. 1.1.

Tabela 1.1: Principais técnicas PWM para o CM com FTD.

<b>Técnicas PWM com FTD</b>	
1º) Geração das tensões fase-neutro na carga	
Neutro da carga conectado ao neutro da rede elétrica ( $q_{max} = \frac{1}{2} = 0.5$ )	Neutro da carga modulado em relação ao neutro da rede elétrica ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866$ )
<ul style="list-style-type: none"> <li>• FDE restrito: <math>FDE \leq FDS</math> [38]</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• FDE ajustável: [41][45][46][47][48][49]</li> <li>• FDE= 1: [50]</li> </ul>
2º) Geração das tensões de linha na carga	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Técnica de seis passos usando duas tensões de linha na entrada (<math>q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866</math>, FDE= 1)[51]</li> <li>• Técnica de seis passos usando três tensões de linha na entrada (<math>q_{max} = \frac{3}{4} = 0.75</math>, FDE= 1)[51]</li> <li>• Operação conversor irrestrito de frequência com PWM [4]</li> </ul> <p>(<math>q_{max} &lt; \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866</math>, FDE= <math>\pm FDS</math>)[35][36][52][53]</p>	

A primeira categoria está relacionada com a obtenção de tensões de fase (tensões entre os terminais de saída do conversor e o neutro da carga). Se o neutro da carga é conectado ao neutro da rede elétrica, o ganho de tensão máximo ( $q_{max}$ ), ou seja, a razão entre a amplitude máxima da tensão na saída do conversor e a amplitude da tensão na entrada, é igual a  $\frac{1}{2}$  [38]; nesse caso, o FDE é menor ou igual ao FDS. É possível elevar o ganho de tensão máximo para  $\frac{3}{4}$  através da inserção da terceira componente harmônica da tensão na entrada entre os neutros da rede elétrica e da carga e é possível elevar ainda mais o ganho ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ) através da inserção adicional da terceira componente harmônica da tensão na carga entre os neutros da rede elétrica e da carga [41][45]; nesse caso, o FDE é ajustável e irrestrito, podendo ser

maior que o FDS.

A segunda categoria está relacionada com a obtenção de tensões senoidais de linha na carga (tensões entre os terminais de saída do CM). Se as três tensões de linha da rede elétrica forem utilizadas no mesmo período de chaveamento, o ganho de tensão máximo é igual a  $\frac{3}{4}$ . Se somente duas tensões de linha forem utilizadas, o ganho máximo aumenta para  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  [51]. Nos dois casos, o FDE é obrigatoriamente unitário. O CM pode ainda operar como um conversor irrestrito de frequência, ou seja, operar com a faixa de frequência na saída irrestrita. Porém, as técnicas baseadas neste modo de operação geram componentes harmônicas de baixa ordem nas tensões e correntes do conversor. Outra desvantagem é poder operar somente com dois valores possíveis de FDE (FDE=  $\pm$ FDS). Portanto, estas técnicas apresentam desempenhos inferiores às outras discutidas anteriormente [26].

As técnicas PWM com FTI podem ser subdivididas em três categorias, de acordo com o local onde a PWM será usada, como mostrado na Tab. 1.2 [35][36].

Tabela 1.2: Principais técnicas PWM para o CM com FTI.

<b>Técnicas PWM com FTI</b>	
1º) Operação Retificador Ponte a Diodos / Inversor PWM	
Sem compensação da ondulação das tensões de linha na entrada retificadas ( $q_{max} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0.827$ )	Com compensação da ondulação das tensões de linha na entrada retificadas ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866$ )
<ul style="list-style-type: none"> <li>• PWM seno-triângulo no inversor: [35][36][42]</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• PWM seno-triângulo modificada no inversor: [54][55]</li> <li>• Modulação vetorial no inversor: [43]</li> <li>• Controlador de corrente por histerese no inversor: [56]</li> <li>• Controlador de corrente preditivo no inversor: [57]</li> </ul>
2º) Operação Retificador PWM / Inversor Onda Quadrada	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• PWM seno-triângulo modificada no retificador (<math>q_{max} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \approx 1.053</math>): [35][36]</li> </ul>	
3º) Operação Retificador PWM / Inversor PWM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866$ )	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• FDE ajustável: modulação vetorial no retificador e no inversor [26][44]</li> <li>• FDE= 1: PWM seno-triângulo modificada no retificador e no inversor [35][36]</li> <li>• FDE= 1: Controle de corrente por histerese no retificador e no inversor [58]</li> <li>• FDE= 1: Técnica de seis passos no retificador e controle de corrente com <i>PI</i> no inversor [12]</li> </ul>	

Na categoria “Operação Retificador Ponte a Diodos / Inversor PWM”, as correntes na

entrada se assemelham as correntes do retificador com ponte a diodos. Conseqüentemente, a tensão no barramento CC fictício (ver Fig. 1.19) tem uma ondulação correspondente ao sexto harmônico da tensão da rede elétrica. Se essa ondulação não for compensada no inversor, a mesma será transferida para a tensão da carga [35][36][42]. Se tal ondulação for compensada, componentes harmônicas de baixa ordem desaparecerão na tensão da carga e o ganho de tensão máximo será igual a  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  [54][55].

Na categoria “Operação Retificador PWM / Inversor Onda Quadrada”, a tensão na saída do conversor apresenta as componentes harmônicas de baixa ordem semelhantes às componentes harmônicas do inversor operando no modo onda quadrada [35][36].

A obtenção de tensões na saída e correntes na entrada senoidais sem componentes harmônicas de baixa ordem, somente é possível na categoria “Operação Retificador PWM / Inversor PWM”. O ganho de tensão máximo é também de  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ . As técnicas nessa categoria não possuem controle do FDE, exceto as técnicas apresentadas em [26][44].

Embora as técnicas PWM possam ser divididas e subdivididas em diversas categorias, as diferenças básicas entre as técnicas são as seguintes:

- Razões de trabalho (os percentuais do tempo em que as chaves permanecem ligadas em um período de chaveamento) das chaves bidirecionais diferentes, gerando distribuições dos harmônicos no espectro de frequência das tensões na saída e das correntes na entrada diferentes, mesmo com as mesmas tensões e correntes fundamentais;
- Padrões de chaveamento (a ordem com que as chaves do CM são disparadas e bloqueadas) diferentes. Por exemplo, se a ordem de disparo de uma chave for trocada com a de outra chave, mesmo que as razões de trabalho continuem as mesmas, surgirão resultados diferentes no espectro de frequência das tensões e das correntes do conversor.

Como existe uma quantidade grande de técnicas PWM para o CM, duas perguntas podem ser feitas:

1. “*Seria possível encontrar uma estratégia **única** que possuísse parâmetros ajustáveis que ao serem alterados reproduziria todas as técnicas de controle baseadas em PWM*”

*para o CM?”;*

2. *“Seria possível, com ajuste de parâmetros, gerar as distribuições harmônicas, as razões de trabalho e os padrões de chaveamento das técnicas existentes?”.*

A resposta é não para essas duas perguntas, tanto para o CM como para os inversores trifásicos tipo fonte de tensão. Com décadas de pesquisa nos inversores trifásicos, não existe uma estratégia que consiga reproduzir todas as características das técnicas PWM.

Entretanto, considerando somente os algoritmos de geração das razões de trabalho das chaves e desprezando os diferentes padrões de chaveamento nas técnicas PWM, é possível encontrar na literatura uma estratégia capaz de, com a alteração de um simples parâmetro livre, reproduzir as razões de trabalho das chaves idênticas aos algoritmos originais. Tal estratégia foi proposta por *Alves et al.* e pode ser encontrada nos seus trabalhos [59]-[61]. Ela é geralmente chamada na literatura de “PWM Generalizado para Inversores” [62]. O termo “generalizado” significa que o algoritmo possui a capacidade de generalizar as técnicas PWM conhecidas para inversores.

Equivalente aos inversores trifásicos, *Casadei et al.* [63], em 2002, criaram uma estratégia de modulação vetorial generalizada para o CM  $3 \times 3$ , baseada na representação em vetores espaciais das razões de trabalho das chaves bidirecionais. Fazendo uso de complexas ferramentas matemáticas, realizou-se uma dupla transformação em vetores espaciais das razões de trabalho das nove chaves do CM  $3 \times 3$  e foram encontrados três vetores espaciais que representam as componentes direta, inversa e zero das razões de trabalho. As componentes direta e inversa são responsáveis pela geração das tensões de linha na saída do conversor (controle de amplitude e frequência) e pelo controle do FDE do CM. A componente nula possui dois graus de liberdade (dois parâmetros) e não afeta a componente fundamental da tensão e da corrente do conversor, influenciando somente a distribuição dos harmônicos. Juntamente aos dois parâmetros da componente nula das razões de trabalho, existe um parâmetro extra associado às correntes na carga, completando três graus de liberdade para os CM. Através do correto ajuste desses graus de liberdade, é possível gerar as razões de trabalho de todas as técnicas PWM para o CM [63].

Apesar das aparentes vantagens, a estratégia generalizada proposta por *Casadei et al.* possui algumas desvantagens:

- São necessários cálculos bastante complexos para encontrar os três parâmetros que reproduzem as razões de trabalho das técnicas PWM mais conhecidas;
- A complexidade envolvida no modelo da generalização inviabiliza o uso de métodos de procura de parâmetros que garantam menor ondulação e melhor qualidade das tensões na carga e das correntes na entrada do conversor;
- Como foi baseada em vetores espaciais, a estratégia vetorial generalizada só é válida para o CM  $3 \times 3$ .

A motivação dessa Dissertação de Mestrado é mostrar uma estratégia de modulação escalar generalizada para o CM equivalente à existente [63] e que não possui as desvantagens dessa última. Para tanto, um modelo de generalização alternativo ao atual foi encontrado e possui as seguintes características:

- Simples de compreender e implementar;
- Com simples ajustes nos graus de liberdade, as razões de trabalho das técnicas PWM mais conhecidas são reproduzidas;
- Com simples métodos de busca, é possível encontrar parâmetros que garantam um modo de operação específico do CM;
- É possível expandir o modelo de generalização do conversor  $3 \times 3$  para um CM que interligue uma fonte de alimentação com  $l$  fases a uma carga com  $p$  fases (conversor  $l \times p$ ), ao contrário da estratégia vetorial generalizada.

### 1.3 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi de esclarecer os aspectos mais importantes sobre os conversores matriciais, prover o estado da arte desta topologia e mostrar o contexto no qual

está inserido o CM na eletrônica de potência. A partir desse estudo, foi possível determinar as vantagens e desvantagens dos CM em comparação com as topologias tradicionais. As técnicas PWM para o CM foram classificadas em duas categorias e as principais técnicas PWM de cada categoria foram expostas. Nesse contexto, foi apresentada a motivação de se encontrar uma estratégia de modulação escalar generalizada para CM.

## 1.4 Organização Textual

Essa Dissertação de Mestrado é dividida em cinco capítulos.

No Capítulo 2, é realizado um estudo do modelo matemático ideal de um CM  $l \times p$  ( $l$  e  $p$  quaisquer). São discutidos a dualidade entrada-saída, os graus de liberdade existentes e o ganho de tensão máximo do conversor. Uma abordagem intuitiva de como as tensões na saída e as correntes na entrada do conversor são geradas no tempo é analisada. Posteriormente, são mostradas a modelagem matemática e a resposta em frequência do filtro de entrada LC e da carga RL. Em seguida, são descritas as diferenças entre as topologias matricial e do barramento CC fictício, usadas nas técnicas PWM com função de transferência direta e indireta. A síntese em alta frequência com controle discreto é abordada como o método de controle utilizado atualmente na eletrônica de potência.

No Capítulo 3, a estratégia generalizada é detalhada. O controle do fator de deslocamento na entrada (FDE) e das tensões na saída são explicados separadamente e é feita uma análise comparativa com a técnica PWM vetorial. Posteriormente, são apresentados o controle simultâneo da entrada e da saída e um novo padrão de chaveamento que garante, no máximo, nove comutações por período de chaveamento. A generalização é ratificada através da reprodução das razões de trabalho de três técnicas de controle conhecidas para o CM. Através do estudo dos graus de liberdade da estratégia generalizada, são propostas três novas técnicas de controle.

No Capítulo 4, são apresentadas simulações das três técnicas de controle propostas juntamente com simulações das três técnicas reproduzidas pela generalização e uma análise comparativa é realizada, usando a distorção harmônica total e o número de chaveamentos

(associado às perdas por chaveamento) como variáveis de comparação.

No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões desse trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

# 2

## MODELO MATEMÁTICO DOS CONVERSORES MATRICIAIS

Os processadores de potência consistem em duas partes principais: o circuito de potência e o sistema de controle [4]. Nos CM, o circuito de potência é formado pelas chaves bidirecionais controláveis, filtro de entrada e circuito de proteção contra sobretensão e o sistema de controle é formado pelo circuito de acionamento das chaves bidirecionais, o controlador, o circuito de proteção contra sobrecorrentes, o circuito de medição de sinais e o circuito de condicionamento dos sinais. Os detalhes sobre o circuito de potência e sobre o sistema de controle para CM foram vistos no Capítulo 1.

O objetivo deste capítulo é apresentar a modelagem matemática de uma matriz  $l \times p$  de chaves bidirecionais, interligando uma fonte de alimentação de  $l$  fases a uma carga de  $p$  fases. Posteriormente, são apresentados os modelos matemáticos e as respostas em frequência do filtro de entrada LC e da carga RL. Assuntos como dualidade entrada-saída, graus de liberdade, geração das tensões na saída e das correntes na entrada e ganho de tensão máximo do conversor matricial são abordados. As diferenças entre as topologias matricial e do barramento de CC fictício, usadas nas técnicas PWM com FTD e FTI, respectivamente, são discutidas.

## 2.1 Modelo Matemático do Conversor Matricial

O CM é um conversor de um único estágio que possui uma matriz  $l \times p$  de chaves bidirecionais controláveis para conectar, diretamente, uma fonte de alimentação CA de  $l$  fases uma carga de  $p$  fases [5]. Uma representação geral do CM  $l \times p$  é mostrada na Fig. 2.1.

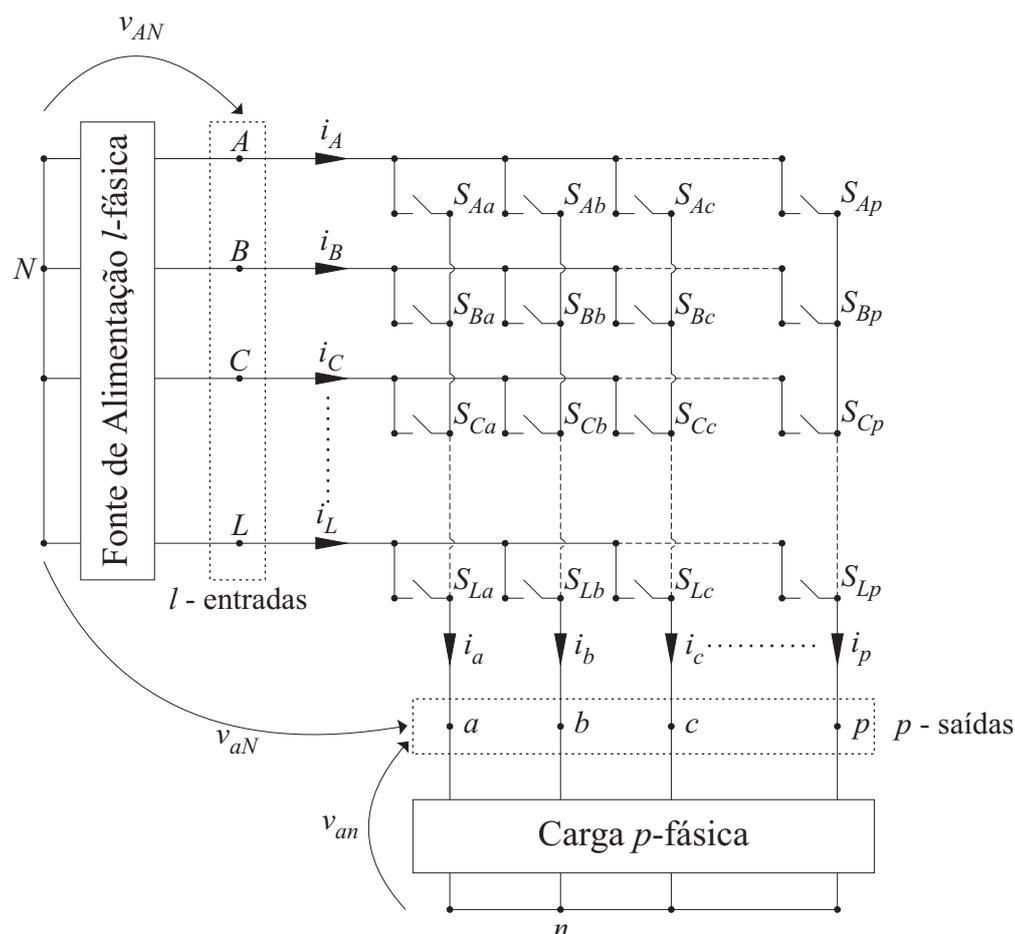


Figura 2.1: Representação geral do CM  $l \times p$ .

Na Fig. 2.1, o conjunto  $\{v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}, \dots, v_{LN}\}$  denomina as tensões nos terminais de entrada (terminais  $A, B, C, \dots, L$ ) do CM em relação ao neutro (terminal  $N$ ) da fonte de alimentação. O conjunto  $\{i_A, i_B, i_C, \dots, i_L\}$  denomina as correntes que fluem pelos terminais de entrada do conversor. Também são apresentadas, na Fig. 2.1, as variáveis de saída do conversor. Os conjuntos  $\{v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}, \dots, v_{pN}\}$  e  $\{i_a, i_b, i_c, \dots, i_p\}$  denominam as tensões nos terminais de saída do conversor em relação ao neutro da fonte de alimentação e as correntes que fluem pelos terminais de saída do conversor (terminais  $a, b, c, \dots, p$ ),

respectivamente, e o conjunto  $\{v_{an}, v_{bn}, v_{cn}, \dots, v_{pn}\}$  denomina as tensões sobre os terminais da carga do CM. Em todo o trabalho, são escolhidas letras maiúsculas para representar os terminais de entrada do conversor e letras minúsculas para representar os terminais de saída do conversor.

Antes de continuar com o desenvolvimento do modelo matemático do CM, é importante esclarecer uma característica intrínseca dos conversores diretos de potência: a dualidade entrada-saída. A dualidade é uma restrição quanto ao tipo de fonte de alimentação e o tipo de carga que podem ser conectados ao conversor. Se o conversor for alimentado por fontes de tensão, a carga obrigatoriamente terá que funcionar como fonte de corrente (carga indutiva). Se o conversor for alimentado por fontes de corrente, a carga obrigatoriamente terá que funcionar como fonte de tensão (carga capacitiva). Essa restrição, chamada de dualidade entrada-saída, se deve ao acoplamento natural da entrada à saída do conversor. Por exemplo, se ambos os lados do conversor tiverem comportamento de fontes de tensão, as chaves inevitavelmente conectarão fontes de tensão com magnitudes diferentes, gerando um curto-circuito. Problema semelhante ocorre se as entradas e as saídas se comportarem como fontes de corrente [1]. Portanto, a dualidade entrada-saída deve ser respeitada.

Como o objetivo desta seção é desenvolver um modelo matemático para o CM, consideram-se ideais a fonte de alimentação e a carga: a rede elétrica disponibilizada pela concessionária de energia ao usuário é do tipo fonte de tensão e é modelada como uma fonte de tensão senoidal ideal (impedância série nula); a carga, que é indutiva, é modelada como uma fonte de corrente senoidal ideal (impedância paralela infinita). Portanto, ao longo de toda a modelagem matemática do CM, a representação simplificada das fonte de alimentação, do CM  $l \times p$  e da carga é utilizada, como mostrada na Fig. 2.2 [1][26].

O CM pode ser dividido em “braços”, que são os conjuntos de todas as chaves que estão conectadas a um mesmo terminal de saída. Um CM  $l \times p$  possui  $p$  braços, contendo  $l$  chaves cada braço (uma chave conectada a cada terminal de entrada). Desta forma, é possível conectar todos os terminais da fonte de alimentação a todos os terminais da carga através de  $l \times p$  chaves bidirecionais [11][45].

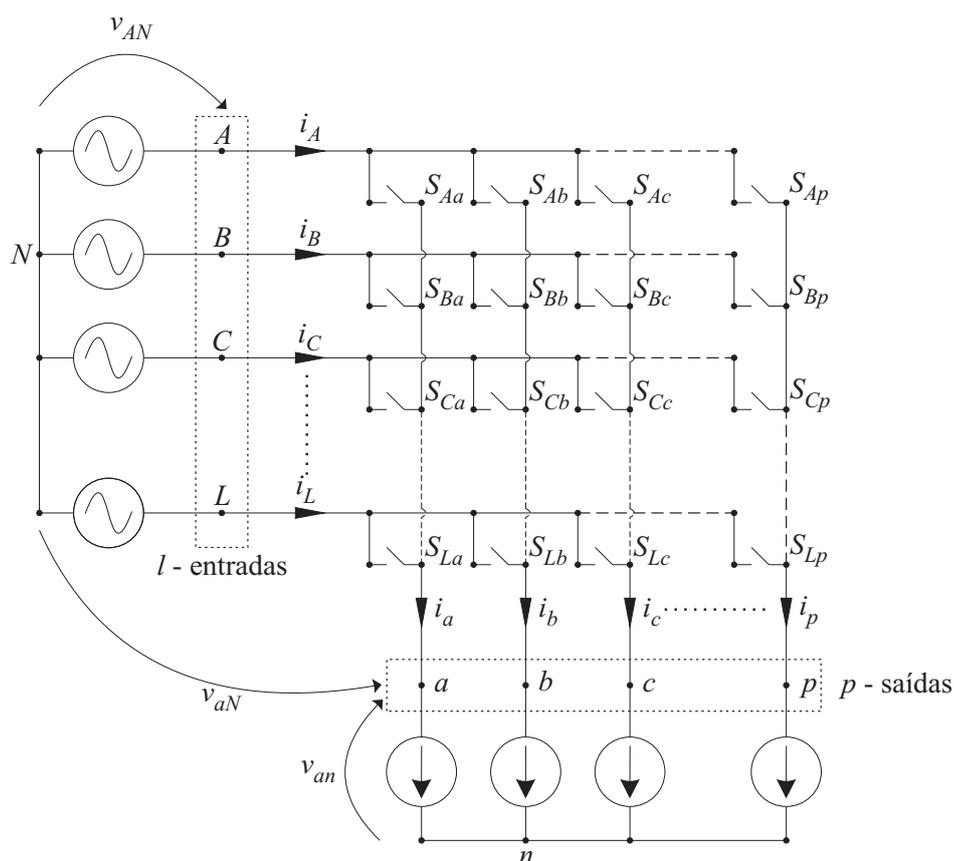


Figura 2.2: Representação simplificada das fonte de alimentação, do CM  $l \times p$  e da carga indutiva.

Na modelagem matemática do CM  $l \times p$ , consideram-se todas as chaves bidirecionais ideais, ou seja, elas possuem as seguintes propriedades [50]:

- Após o disparo, elas permitem fluxo de corrente em ambos os sentidos com tensão de condução nula, ou seja, sem perdas por condução;
- Após o bloqueio, a corrente é nula em ambos os sentidos, ou seja, possuem corrente de saturação nula e suportam tensão de bloqueio direta e reversa;
- Tempos de disparo e bloqueio nulos, ou seja, sem perdas por chaveamento.

Devido a essas características ideais das chaves, três suposições relacionadas ao modelo matemático do CM podem ser feitas [50]:

- Cada terminal de saída está desacoplado dos outros; portanto as tensões e as correntes na saída podem ser controladas independentemente;

- Se o conversor for alimentado por fontes de tensão, cada tensão na saída do conversor não depende das correntes na carga e é resultado da combinação linear das tensões na entrada;
- Se o conversor for alimentado por fontes de corrente, cada corrente na saída do conversor não depende das tensões na carga e é resultado da combinação linear das correntes na entrada.

Cada chave bidirecional ideal do conversor  $l \times p$  pode ser representada por uma função de chaveamento  $S_{Kj}(t)$ , em que  $K \in \{A, B, C, \dots, L\}$  e  $j \in \{a, b, c, \dots, p\}$  são os terminais de entrada e saída, respectivamente, nos quais a chave está conectada, como mostrado na Fig. 2.2. A função de chaveamento  $S_{Kj}(t)$  também é chamada de função de existência [4][37] ou função de modulação [39]. A função de chaveamento indica se a chave está ligada (fechada) ou desligada (aberta) no tempo  $t$ . Como só existem dois estados possíveis, associa-se a cada estado um dígito binário [5][26][39]:

$$S_{Kj}(t) = \begin{cases} 1 & \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ fechada no tempo } t \\ 0 & \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ aberta no tempo } t \end{cases} \quad (2.1)$$

As funções de chaveamento possuem duas restrições associadas à natureza das fontes de tensão na entrada e das fontes de corrente na saída do conversor [5][26]:

1. Se duas ou mais chaves pertencentes ao mesmo braço do conversor estiverem fechadas em um mesmo instante de tempo  $t$ , ocorrerá um curto-circuito nas fontes de tensão, gerando sobrecorrentes nas chaves. Portanto, para cada braço do conversor, no máximo uma chave pode estar fechada em cada instante de tempo  $t$ ;
2. Se todas as chaves pertencentes ao mesmo braço estiverem abertas em um mesmo instante de tempo  $t$ , ocorrerá um circuito aberto na fonte de corrente daquele terminal de saída, gerando sobretensões nas chaves. Portanto, para cada braço do conversor, pelo menos uma chave deve estar fechada em cada instante de tempo  $t$ .

Realizando a intersecção das duas restrições supracitadas, chega-se a conclusão de que

uma e somente uma chave em cada braço do CM pode estar fechada em um instante de tempo  $t$ , ou seja,

$$S_{A_j}(t) + S_{B_j}(t) + S_{C_j}(t) + \cdots + S_{L_j}(t) = 1, \forall t, \quad (2.2)$$

que pode ser simplificada para

$$\sum_{K=A}^L S_{K_j}(t) = 1, \forall t, \quad (2.3)$$

em que  $j = \{a, b, c, \dots, p\}$ . É importante observar que (2.3) é válida para cada braço do CM, ou seja, a soma das funções de chaveamento de todas as chaves de um braço deve ser igual a um a todo instante [5][26][39]. Essas restrições são obedecidas no decorrer de todo o trabalho.

Cada braço do CM possui  $l$  estados possíveis (cada estado é representado por uma das chaves do braço fechada e as outras abertas). Como existem  $p$  braços em um conversor  $l \times p$ , chega-se a todas as combinações possíveis ao permutar os  $l$  estados de um braço, para cada estado possível do outro braço,  $p$  vezes, ou seja, existem  $\underbrace{l \times l \times l \times \cdots \times l}_{p \text{ vezes}} = l^p$  combinações possíveis [5][26].

A tensão em um terminal de saída  $j$  do CM em relação ao neutro da fonte pode ser representada por [5][6]

$$v_{jN}(t) = S_{A_j}(t)v_{AN}(t) + S_{B_j}(t)v_{BN}(t) + S_{C_j}(t)v_{CN}(t) + \cdots + S_{L_j}(t)v_{LN}(t), \quad (2.4)$$

e de forma simplificada por

$$v_{jN}(t) = \sum_{K=A}^L S_{K_j}(t)v_{KN}(t). \quad (2.5)$$

Observando (2.3) e (2.5), nota-se que a tensão  $v_{jN}$  só pode assumir o valor de uma das tensões nos terminais de entrada a cada instante de tempo  $t$ . Dependendo do comportamento das funções de chaveamento  $S_{K_j}(t)$ , obtém-se tensões na saída formadas de segmentos (“pedaços”) das tensões na entrada, descontínuos entre si. Cada termo do somatório em (2.5) representa pedaços contínuos de uma tensão na entrada. Os pedaços de um termo são

disjuntos dos pedaços dos outros termos e ao realizar o somatório, é produzida uma tensão contínua por partes (a quantidade de descontinuidades depende do número de comutações das chaves). É por esse motivo que as tensões na saída do conversor recebem a denominação de tensões “chaveadas” [6].

Um exemplo de como a tensão na saída é produzida a partir do somatório de pedaços das tensões na entrada é visto na Fig. 2.3. Por simplicidade considere um CM  $3 \times 3$ . Se as funções de modulação das chaves ligadas ao terminal de saída  $a$  forem ondas quadradas periódicas com dois trechos de  $60^\circ$  em nível lógico um e o restante do período em zero e defasadas de  $120^\circ$  entre si, obtém-se a tensão  $v_{aN}$  como mostrada na Fig. 2.3. Como é observado,  $v_{aN}$  é formada pela soma de segmentos das tensões na entrada.

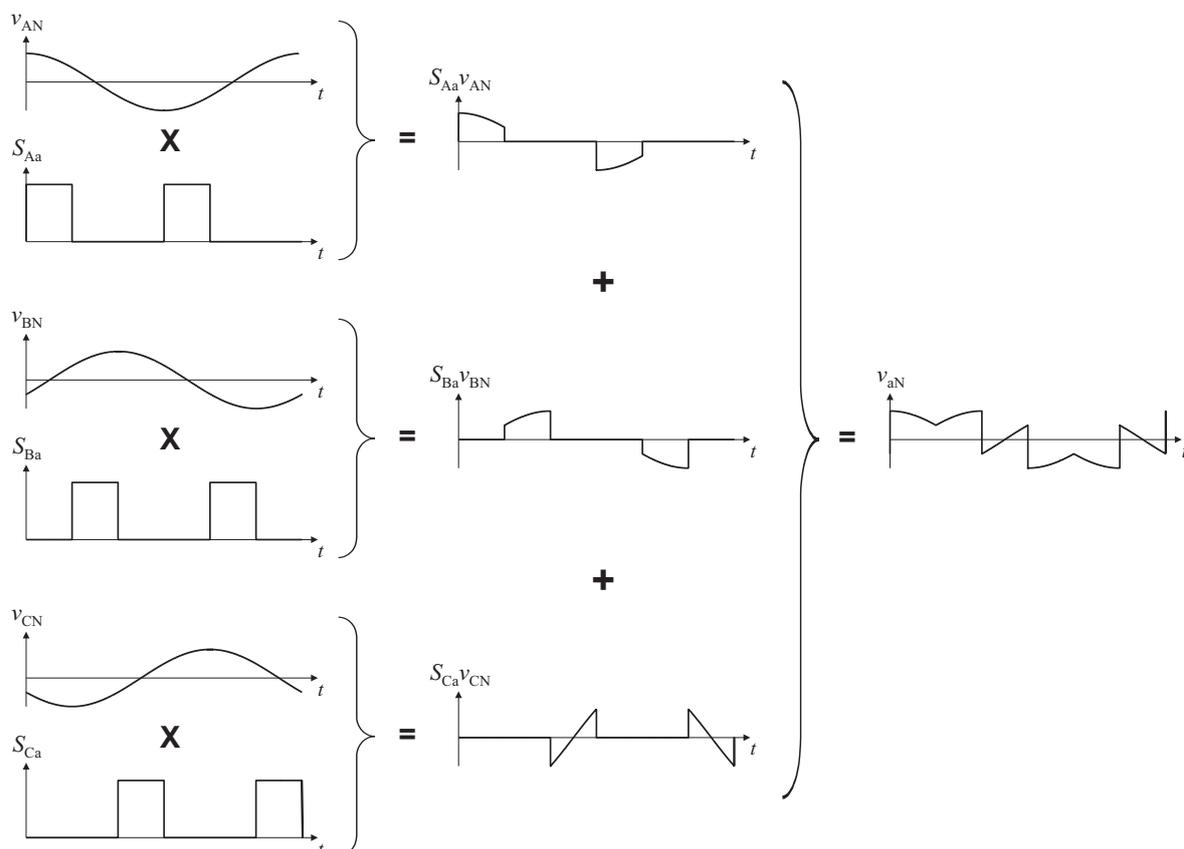


Figura 2.3: Exemplo de como a tensão no terminal de saída  $a$  de um CM  $3 \times 3$  é formada por segmentos (“pedaços”) das tensões trifásicas na entrada.

A definição da tensão do terminal  $j$  ( $v_{jN}$  em (2.5)) pode ser estendida para todos os terminais de saída do conversor matricial  $l \times p$ , gerando um conjunto de  $p$  equações. Esse

conjunto de equações é arranjado na forma matricial e obtém-se a relação geral entre as tensões na saída e na entrada do CM [5][6]:

$$\begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \\ \vdots \\ v_{jN}(t) \\ \vdots \\ v_{pN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) & \cdots & S_{Ka}(t) & \cdots & S_{La}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) & \cdots & S_{Kb}(t) & \cdots & S_{Lb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Lc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Aj}(t) & S_{Bj}(t) & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Lj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ap}(t) & S_{Bp}(t) & S_{Cp}(t) & \cdots & S_{Kp}(t) & \cdots & S_{Lp}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \\ \vdots \\ v_{KN}(t) \\ \vdots \\ v_{LN}(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Definindo

$$\mathbf{v}_s(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) & v_{bN}(t) & v_{cN}(t) & \cdots & v_{jN}(t) & \cdots & v_{pN}(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.7)$$

como o vetor das tensões instantâneas nos terminais de saída do conversor em relação ao neutro da fonte de alimentação,

$$\mathbf{v}_e(t) = \begin{bmatrix} v_{AN}(t) & v_{BN}(t) & v_{CN}(t) & \cdots & v_{KN}(t) & \cdots & v_{LN}(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.8)$$

como o vetor das tensões instantâneas nos terminais de entrada do conversor em relação ao neutro da fonte de alimentação e

$$\mathbf{S}(t) = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) & \cdots & S_{Ka}(t) & \cdots & S_{La}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) & \cdots & S_{Kb}(t) & \cdots & S_{Lb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Lc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Aj}(t) & S_{Bj}(t) & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Lj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ap}(t) & S_{Bp}(t) & S_{Cp}(t) & \cdots & S_{Kp}(t) & \cdots & S_{Lp}(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

como a matriz função de transferência instantânea das tensões de fase na entrada para as tensões de fase na saída do conversor [5][26], é possível escrever (2.6) na forma simplificada

[5][6]:

$$\mathbf{v}_s(t) = \mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{v}_e(t). \quad (2.10)$$

O  $T$  em (2.7) e (2.8) indica a operação de transposição do vetor e a matriz função de transferência instantânea  $\mathbf{S}(t)$  também é conhecida como matriz de modulação [39]. Como as fontes de corrente na saída do conversor são ideais (Fig. 2.2), o processo de obtenção das correntes na entrada do conversor é equivalente ao processo de obtenção das tensões na saída do mesmo [5].

Como não há restrição quanto ao número de chaves que podem estar ligadas a um mesmo terminal de entrada, a corrente que flui no terminal de entrada  $K$  do CM pode ser determinada usando a Primeira Lei de *Kirchhoff* neste terminal [5][6]:

$$i_K(t) = S_{Ka}(t)i_a(t) + S_{Kb}(t)i_b(t) + S_{Kc}(t)i_c(t) + \cdots + S_{Kp}(t)i_p(t), \quad (2.11)$$

e pode ser simplificada para

$$i_K(t) = \sum_{j=a}^p S_{Kj}(t)i_j(t). \quad (2.12)$$

A definição da corrente no terminal  $K$  de entrada pode ser estendida para todos os terminais de entrada do CM  $l \times p$ , gerando um conjunto de  $l$  equações. Esse conjunto de equações é arranjado na forma matricial e obtém-se a relação geral entre as correntes na entrada e na saída do conversor [5][6]:

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \\ \vdots \\ i_K(t) \\ \vdots \\ i_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) & \cdots & S_{Aj}(t) & \cdots & S_{Ap}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) & \cdots & S_{Bj}(t) & \cdots & S_{Bp}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Cp}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ka}(t) & S_{Kb}(t) & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Kp}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{La}(t) & S_{Lb}(t) & S_{Lc}(t) & \cdots & S_{Lj}(t) & \cdots & S_{Lp}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ \vdots \\ i_j(t) \\ \vdots \\ i_p(t) \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Definindo

$$\mathbf{i}_e(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) & i_B(t) & i_C(t) & \cdots & i_K(t) & \cdots & i_L(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.14)$$

como o vetor das correntes instantâneas que fluem nos terminais de entrada do conversor e

$$\mathbf{i}_s(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) & i_b(t) & i_c(t) & \cdots & i_j(t) & \cdots & i_p(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.15)$$

como o vetor das correntes instantâneas que fluem nos terminais de saída do conversor, é possível escrever (2.13) na forma simplificada [5][6]:

$$\mathbf{i}_e(t) = \mathbf{S}^T(t) \cdot \mathbf{i}_s(t), \quad (2.16)$$

em que  $\mathbf{S}^T(t)$  é a transposta da matriz função de transferência instantânea  $\mathbf{S}(t)$  em (2.9).

A mesma análise da formação das tensões na saída do conversor, mostrada na Fig. 2.3, pode ser feita para as correntes na entrada, ou seja, essas são formadas de pedaços descontínuos das correntes na saída. A diferença entre os dois processos é que os pedaços de tensão não se superpõem na produção das tensões na saída, pois somente uma tensão na entrada pode estar conectada, em cada instante, a um terminal de saída (restrição (2.3)), e os pedaços de corrente podem se superpor na produção das correntes na entrada, pois a Primeira Lei de *Kirchhoff* garante que a corrente que flui em um terminal de entrada do conversor é composta da soma de todas as correntes que fluem pelas chaves bidirecionais conectadas a esse terminal. Como não há restrição quanto ao número de chaves ligadas em um mesmo terminal na entrada, ocorrem instantes em que a corrente na entrada é igual a soma de duas ou mais correntes na saída.

As equações (2.10) e (2.16) determinam as únicas variáveis controláveis do CM: as correntes na entrada e as tensões na saída. Essas variáveis são chaveadas, ou seja, contêm componentes harmônicas de ordem elevada. Como a rede elétrica e a carga são representadas por fontes de tensão e de corrente ideais, respectivamente, mesmo que as tensões na saída e as correntes na entrada do conversor sejam chaveadas, as correntes absorvidas pela carga e as tensões produzidas pela fonte de alimentação são senoidais equilibradas e sem distorção. Em um sistema real, existe uma dependência entre a tensão da fonte de alimentação e a corrente que flui nos seus terminais, devido à impedância série não-nula da fonte e, da mesma forma,

existe uma dependência entre a tensão e a corrente na carga, devido à natureza indutiva da carga. Essas dependências geram distorções indesejadas tanto nas tensões do ponto de acoplamento comum do sistema conversor-carga quanto nas correntes da carga. O efeito das distorções nas tensões pode ser atenuado ao colocar um filtro entre a rede elétrica e o conversor [5][21]. Apesar de ser possível utilizar um filtro na saída do CM [20], seu uso é desencorajado devido ao aumento do peso e do volume do mesmo. Logo, na saída, a própria carga pode funcionar como um filtro para as tensões chaveadas [6].

A equação (2.3) representa a restrição de um braço do CM. Assim como (2.10) e (2.16), um sistema com  $p$  equações (uma para cada braço) pode ser encontrado e organizado em forma de matriz [5]:

$$\begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) & \cdots & S_{Ka}(t) & \cdots & S_{La}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) & \cdots & S_{Kb}(t) & \cdots & S_{Lb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Lc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Aj}(t) & S_{Bj}(t) & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Lj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ap}(t) & S_{Bp}(t) & S_{Cp}(t) & \cdots & S_{Kp}(t) & \cdots & S_{Lp}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Definindo  $\mathbf{1}$  como o vetor  $p \times 1$  com todos os elementos iguais a um, é possível escrever o conjunto de restrições em (2.17) na forma simplificada:

$$\mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1}. \quad (2.18)$$

As equações (2.10), (2.16) e (2.18) formam o modelo matemático do CM  $l \times p$  ideal em um dado instante  $t$ :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s(t) = \mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{v}_e(t) \\ \mathbf{i}_e(t) = \mathbf{S}^T(t) \cdot \mathbf{i}_s(t) \\ \mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1} \end{cases}. \quad (2.19)$$

Uma propriedade importante do modelo matemático em (2.19) é a relação entre as potências instantâneas na entrada e na saída do conversor [39]. Essa relação é obtida pela

multiplicação de ambos os lados de (2.10) por  $\mathbf{i}_s^T(t)$ :

$$\mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{v}_s(t) = \mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{v}_e(t). \quad (2.20)$$

Usando uma propriedade do produto de matrizes por vetores, é possível considerar que  $\mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{S}(t) = (\mathbf{S}^T(t) \cdot \mathbf{i}_s(t))^T$  e a seguinte equação é obtida:

$$\mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{v}_s(t) = (\mathbf{S}^T(t) \cdot \mathbf{i}_s(t))^T \cdot \mathbf{v}_e(t). \quad (2.21)$$

Substituindo (2.16) em (2.21), chega-se à relação entre as grandezas na entrada e na saída do conversor:

$$\mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{v}_s(t) = \mathbf{i}_e^T(t) \cdot \mathbf{v}_e(t). \quad (2.22)$$

Definindo

$$p_s(t) = \sum_{j=a}^p v_{jN}(t) i_j(t) = \mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{v}_s(t) \quad (2.23)$$

como a potência instantânea na saída do CM e

$$p_e(t) = \sum_{K=A}^L v_{KN}(t) i_K(t) = \mathbf{i}_e^T(t) \cdot \mathbf{v}_e(t) \quad (2.24)$$

como a potência instantânea na entrada do CM, é possível escrever (2.22) como

$$p_s(t) = p_e(t), \quad (2.25)$$

ou seja, a potência instantânea na saída é igual à potência instantânea na entrada do CM [39]. Essa relação comprova o acoplamento que existe entre as entradas e as saídas do conversor. Na prática, esse acoplamento não é pleno, pois, além de existir indutâncias e capacitâncias parasitas entre as chaves do CM, há as perdas por condução e por chaveamento nos IGBT e diodos das chaves bidirecionais.

Devido à esse acoplamento natural, só é possível controlar duas variáveis nos CM: as tensões na saída (valor eficaz e frequência) e o fator de deslocamento na entrada (FDE). Essa afirmação pode ser comprovada a partir da relação (2.25) [5][26][45]:

$$\begin{aligned} p_e(t) &= p_s(t) \\ 3V_e I_e \cos(\phi_e) &= 3V_s I_s \cos(\phi_c), \end{aligned} \quad (2.26)$$

em que  $V_e$  é o valor eficaz das tensões fase-neutro da fonte de alimentação,  $I_e$  é o valor eficaz das correntes na entrada do CM,  $\phi_e$  é o ângulo de deslocamento na entrada do CM,  $V_s$  é o valor eficaz das tensões fase-neutro na carga,  $I_s$  é o valor eficaz das correntes na carga e  $\phi_c$  é o ângulo da impedância da carga.

Sabe-se que  $FDE = \cos(\phi_e)$ ,  $FDS = \cos(\phi_c)$  e  $V_s = qV_e$  ( $q$  é o ganho de tensão do CM). Substituindo essas relações em (2.26) e isolando a corrente  $I_e$ , chega-se a [5][26][45]:

$$\begin{aligned} 3V_e I_e \cos(\phi_e) &= 3V_s I_s \cos(\phi_c) \\ 3V_e I_e FDE &= 3qV_e I_s FDS \\ I_e &= qI_s \frac{FDS}{FDE}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Observa-se em (2.27) que o valor eficaz da corrente na entrada do CM,  $I_e$ , é completamente determinada pelas características da carga ( $I_s$  e o FDS) e pelas variáveis controláveis do CM: o ganho de tensão  $q$ , que determina o valor eficaz das tensões na carga, e o fator de deslocamento na entrada (FDE). Portanto, não é possível controlar o valor eficaz das correntes na entrada nos CM, pois o mesmo é completamente determinado pela relação (2.27) [5][26][45].

Outra propriedade interessante é a relação entre as correntes na entrada e na saída do conversor. Escrevendo a soma de todas as correntes na saída do conversor na forma vetorial

$$\sum_{j=a}^p i_j(t) = \mathbf{i}_s^T(t) \cdot \mathbf{1} \quad (2.28)$$

e sabendo que  $\mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1}$ , chega-se a

$$\sum_{j=a}^p i_j(t) = \mathbf{i}_s^T(t) \cdot (\mathbf{S}(t) \cdot \mathbf{1}). \quad (2.29)$$

Usando uma propriedade do produto de matrizes por vetores em (2.29) e, posteriormente, substituindo (2.16) no resultado, obtém-se

$$\begin{aligned} \sum_{j=a}^p i_j(t) &= (\mathbf{S}^T(t) \cdot \mathbf{i}_s(t))^T \cdot \mathbf{1} \\ &= \mathbf{i}_e^T(t) \cdot \mathbf{1} \\ &= \sum_{K=A}^L i_K(t), \end{aligned} \quad (2.30)$$

ou seja, a soma das correntes na entrada é igual a soma das correntes na saída do CM [39]. As propriedades (2.25), (2.27) e (2.30) são intrínsecas ao modelo do conversor e, mesmo que as tensões na entrada estejam desbalanceadas e distorcidas, elas permanecem verdadeiras.

## 2.2 Modelagem do Filtro de Entrada

Se o filtro não for projetado corretamente, sobrecorrentes ou sobretensões na entrada e na saída do conversor podem ocorrer, além de prejudicar a qualidade das correntes e tensões na carga e na rede elétrica. Portanto, a descrição do modelo matemático do filtro de entrada é essencial para a determinação dos valores corretos dos seus elementos e para o bom funcionamento do CM. Para simplificar a modelagem do filtro LC, é considerado um CM  $3 \times 3$  ao invés de um conversor geral  $l \times p$ , pois, na maioria das aplicações industriais, o conversor interliga a rede elétrica trifásica a cargas trifásicas.

O filtro LC no circuito de potência do CM  $3 \times 3$  pode ser visto na Fig. 2.4. A resistência  $R_f$  é a resistência do cobre do indutor  $L_f$ . Como a tensão disponibilizada para o usuário geralmente vem do enrolamento secundário de um transformador abaixador, a indutância do transformador e sua resistência podem ser adicionadas à indutância  $L_f$  e à resistência  $R_f$ , respectivamente. Geralmente a resistência parasita do capacitor  $C_f$  é bem menor que a resistência interna do indutor  $L_f$  e, portanto, é desprezada no modelo [6].

O comportamento do filtro LC pode ser estudado através da sua resposta em frequência, sendo necessário deduzir a função de transferência do mesmo, usando a Primeira e a Segunda Lei de *Kirchhoff* e a transformada de *Laplace*. Usando a Segunda Lei de *Kirchhoff* entre o ponto  $N$  da fonte e do capacitor  $C_f$  na fase  $A$ , deduz-se a seguinte equação:

$$v_{fAN}(t) = v_{AN}(t) + L_f \frac{di_{fA}}{dt}(t) + R_f i_{fA}(t), \quad (2.31)$$

em que  $v_{fAN}(t)$  é a tensão da fonte de alimentação da fase  $A$  e  $i_{fA}$  é a corrente que circula na fonte de alimentação da fase  $A$ .

Usando a Primeira Lei de *Kirchhoff* no ponto  $A$ , tem-se que

$$i_{fA}(t) = i_A(t) + C_f \frac{dv_{AN}}{dt}(t). \quad (2.32)$$

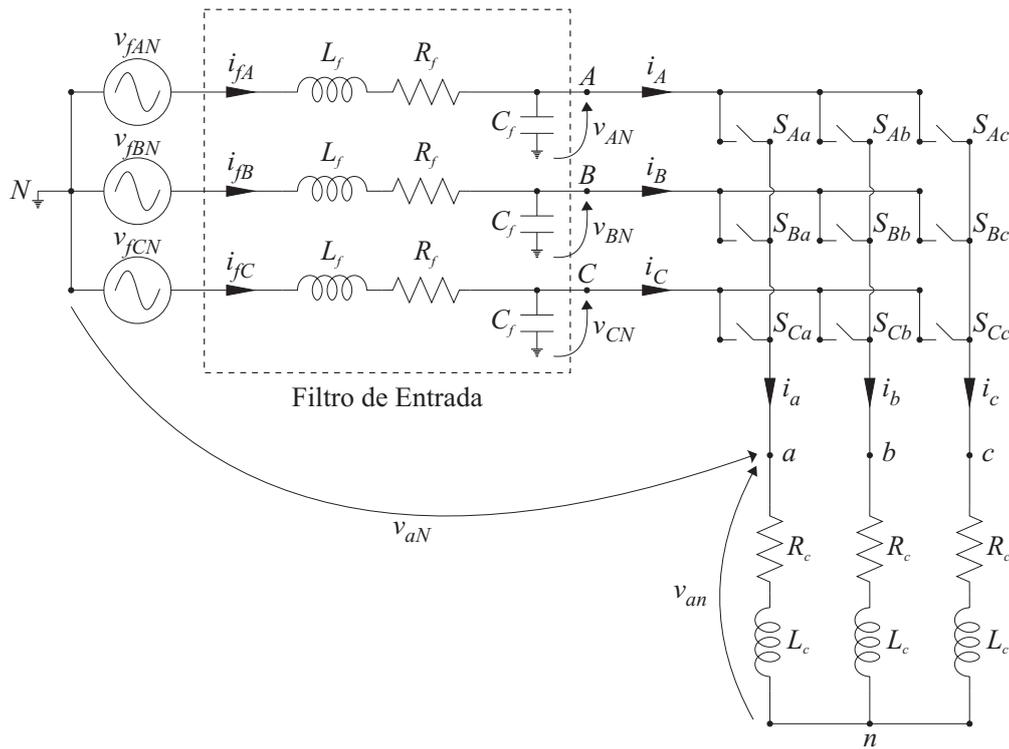


Figura 2.4: Circuito de potência do CM  $3 \times 3$  destacando o filtro de entrada LC.

Substituindo (2.32) em (2.31), chega-se a

$$v_{fAN}(t) = L_f C_f \frac{d^2 v_{AN}}{dt^2}(t) + R_f C_f \frac{dv_{AN}}{dt}(t) + v_{AN}(t) + L_f \frac{di_A}{dt}(t) + R_f i_A(t). \quad (2.33)$$

Realizando a transformada de *Laplace* em (2.33) e isolando a transformada da tensão no terminal de entrada do CM ( $V_{AN}(s)$ ), a equação a seguir pode ser deduzida [6]:

$$V_{AN}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} V_{fAN}(s) - \frac{L_f s + R_f}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} I_A(s), \quad (2.34)$$

em que  $V_{AN}(s)$ ,  $V_{fAN}(s)$  e  $I_A(s)$  são as transformadas de *Laplace* das funções temporais  $v_{AN}(t)$ ,  $v_{fAN}(t)$  e  $i_A(t)$ , respectivamente.

Substituindo (2.34) na transformada de *Laplace* de (2.32) e isolando a transformada da corrente que circula na fonte de alimentação da fase A ( $I_{fA}(s)$ ), chega-se a [6]

$$I_{fA}(s) = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} I_A(s) + \frac{C_f s}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} V_{fAN}(s), \quad (2.35)$$

em que  $I_{fA}(s)$  é a transformada de *Laplace* da função temporal  $i_{fA}(t)$ .

Analisando os denominadores de (2.34) e de (2.35), é possível determinar a frequência

de corte do filtro LC (em *Hertz*):

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.36)$$

O primeiro e o segundo termo de (2.34) mostram a influência de  $v_{fAN}$  e  $i_A$ , respectivamente, na tensão  $v_{AN}$  do CM. O primeiro termo é a função de transferência de um filtro passa-baixas de segunda ordem e o segundo termo é a função de transferência de dois filtros de segunda ordem em cascata, um passa-baixas (componente  $R_f$ ) e outro passa-banda (componente  $L_f$ ). A resposta em frequência de  $v_{AN}(t)$  de um filtro tendo  $L_f = 5mH$ ,  $C_f = 2,25\mu F$  e  $R_f = 0,1\Omega$  ( $f_{corte} = 1,5kHz$ ) pode ser vista na Fig. 2.5.

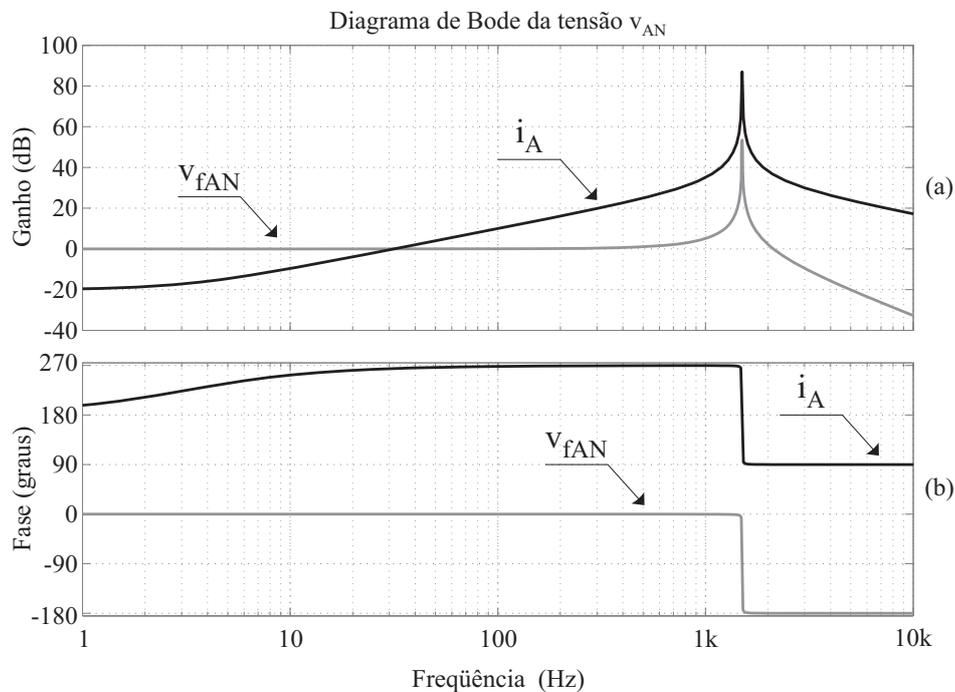


Figura 2.5: Resposta em frequência de  $v_{AN}(t)$  no filtro de entrada LC, destacando a influência da tensão  $v_{fAN}(t)$  e da corrente  $i_A(t)$ : (a) ganho; (b) fase.

A Figura 2.5 e (2.34) evidenciam que a tensão  $v_{AN}$  é influenciada pelas duas grandezas  $v_{fAN}$  e  $i_A$ . Observa-se, pela Fig. 2.5, que a componente fundamental de  $v_{fAN}$  (em  $60Hz$ ) possui ganho unitário e não é defasada e que a componente fundamental de  $i_A$  (em  $60Hz$ ), associada à queda de tensão no ramo  $L_f$  e  $R_f$  do filtro LC, possui ganho pouco maior que um e está atrasado de  $90^\circ$  em relação a componente fundamental de  $v_{fAN}$ . Como a amplitude da componente fundamental  $v_{fAN}$  é geralmente muito maior que a queda de tensão no ramo

$L_f$  e  $R_f$  devido à componente fundamental da corrente  $i_A$ , o efeito de  $i_A$  é pequeno em  $v_{AN}$ , como desejado [6][21].

O primeiro e o segundo termo de (2.35) mostram a influência de  $i_A$  e  $v_{fAN}$ , respectivamente, na corrente  $i_{fA}$  que flui na fonte de alimentação da fase  $A$ . O primeiro e segundo termos são as funções de transferência de um filtro passa-baixas de segunda ordem. A resposta em frequência de  $i_{fA}(t)$  de um filtro tendo  $L_f = 5mH$ ,  $C_f = 2,25\mu F$  e  $R_f = 0,1\Omega$  ( $f_{corte} = 1,5kHz$ ) pode ser vista na Fig. 2.6.

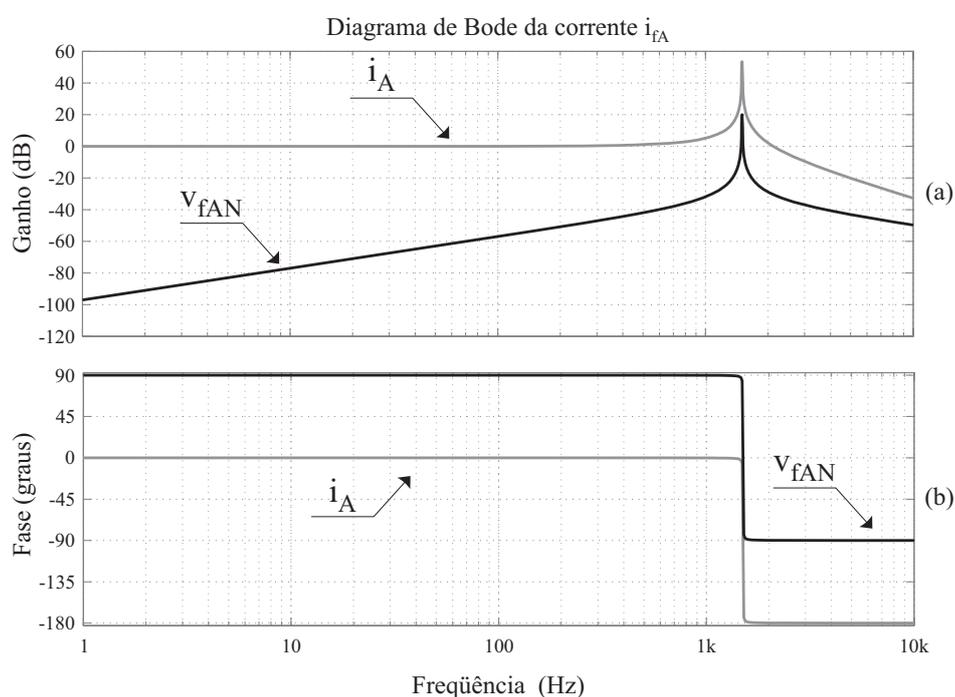


Figura 2.6: Resposta em frequência de  $i_{fA}(t)$  no filtro de entrada LC, destacando a influência da corrente  $i_A(t)$  e da tensão  $v_{fAN}(t)$ : (a) ganho; (b) fase.

A Figura 2.6 e (2.35) evidenciam que a corrente  $i_{fA}$  é influenciada pelas duas grandezas  $v_{fAN}$  e  $i_A$ . Observa-se, pela Fig. 2.6, que a componente fundamental de  $i_A$  (em  $60Hz$ ) possui ganho unitário e não é defasada e que a componente fundamental de  $v_{fAN}$  (em  $60Hz$ ), associado à corrente no capacitor  $C_f$ , possui ganho de  $10^{-3}$  e está adiantado de  $90^\circ$  em relação a componente fundamental de  $i_A$ , ou seja, a tensão  $v_{fAN}$  não influencia a corrente  $i_{fA}$  de forma significativa. Portanto,  $i_{fA}$  só possuirá a componente fundamental de  $i_A$ , como desejado [6][21].

É importante ressaltar que a análise realizada na fase  $A$  do filtro de entrada é idêntica à

análise das outras fases do filtro.

## 2.3 Modelagem da Carga

Para simplificar a modelagem da carga, é considerado um CM  $3 \times 3$ , pelo mesmo motivo explicado na modelagem do filtro de entrada LC. Foi escolhida uma carga RL trifásica balanceada [5][6]. O motivo de tal escolha se deve à facilidade de adaptar o modelo da carga RL para o modelo de um motor de indução trifásico, pois só é necessário acrescentar uma força contra-eletromotriz em série com o ramo RL [6]. A carga RL no circuito de potência do CM  $3 \times 3$  pode ser vista na Fig. 2.7.

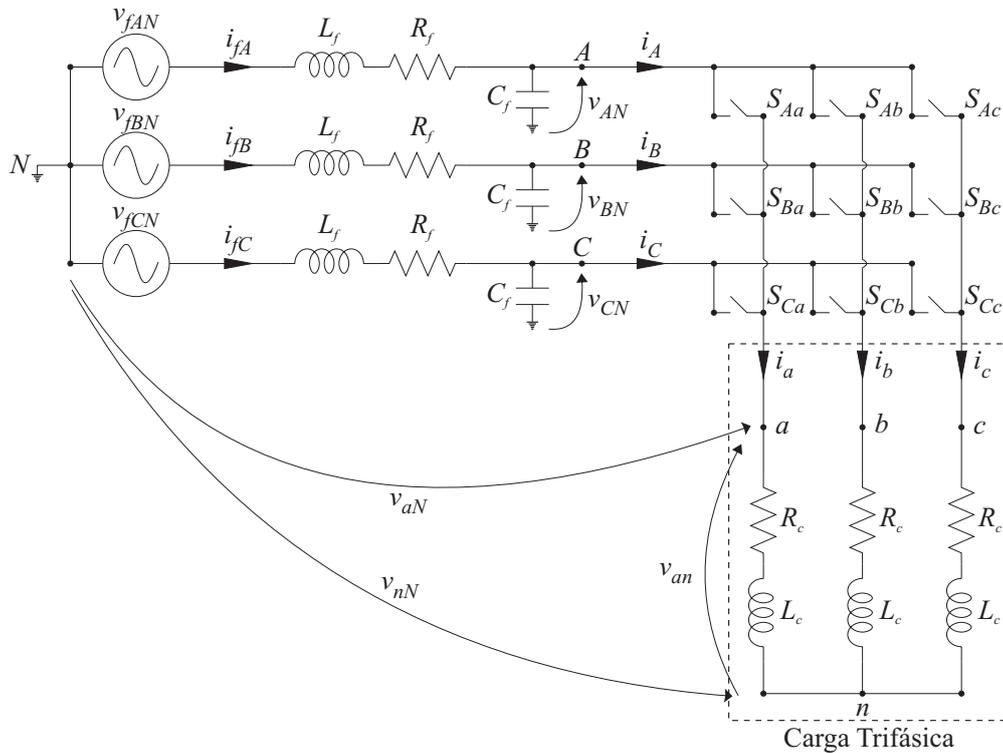


Figura 2.7: Circuito de potência do CM  $3 \times 3$  destacando a carga RL.

A corrente que circula em cada fase de saída pode ser deduzida a partir da tensão aplicada entre o terminal de saída do CM e o ponto neutro da carga  $n$ . Aplicando a Segunda Lei de *Kirchhoff* na fase de de saída  $j$  ( $j = \{a, b, c\}$ ) do CM mostrado na Fig. 2.7, obtém-se a seguinte equação:

$$v_{jn}(t) = L_c \frac{di_j}{dt}(t) + R_c i_j(t), \quad (2.37)$$

em que  $v_{jn}(t)$  é a tensão instantânea entre o terminal  $j$  do CM e o ponto  $n$ ,  $L_c$  é a indutância da carga e  $R_c$  é a resistência da carga (a resistência do cobre do indutor  $L_c$  está inclusa em  $R_c$ ).

Somando as tensões  $v_{jn}$  das três fases de saída, usando (2.37), obtém-se

$$\sum v_{jn}(t) = L_c \frac{d \sum i_j}{dt}(t) + R_c \sum i_j(t). \quad (2.38)$$

Aplicando a Primeira Lei de *Kirchhoff* no ponto  $n$ , deduz-se que  $i_a + i_b + i_c = \sum i_j = 0$ .

Substituindo este somatório em (2.38), chega-se a

$$\sum v_{jn}(t) = 0. \quad (2.39)$$

Usando a Segunda Lei de *Kirchhoff*, é possível estabelecer uma relação entre a tensão  $v_{jN}$  e a tensão  $v_{jn}$ :

$$v_{jN}(t) = v_{jn}(t) + v_{nN}(t), \quad (2.40)$$

em que  $v_{nN}(t)$  é a tensão instantânea entre o neutro da carga  $n$  e o neutro da fonte de alimentação  $N$ .

Somando as tensões  $v_{jN}$  das três fases de saída, usando (2.40), e isolando  $v_{nN}(t)$  obtém-se

$$v_{nN}(t) = \frac{\sum v_{jN}(t) - \sum v_{jn}(t)}{3}. \quad (2.41)$$

Substituindo (2.39) em (2.41), deduz-se que

$$v_{nN}(t) = \frac{\sum v_{jN}(t)}{3}. \quad (2.42)$$

Ao substituir (2.42) em (2.40) e isolar  $v_{jn}$ , chega-se a equação que determina a relação entre  $v_{jn}$  e  $v_{jN}$ :

$$v_{jn}(t) = v_{jN}(t) - \frac{\sum v_{jN}(t)}{3} \quad (2.43)$$

Expandindo (2.43) para as três fases de saída e organizando na forma matricial, obtém-se [9][60]:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

É possível observar em (2.44) que se as tensões  $v_{jN}$  possuírem, além das componentes senoidais trifásicas equilibradas, uma componente de modo comum, ou seja, uma componente comum às três fases, esta não aparecerá nas tensões  $v_{jn}$ . Esta componente de modo comum aparecerá entre os terminais  $n$  e  $N$ , modulando o neutro da carga em relação ao neutro da fonte de alimentação [64] (vide Fig. 2.7).

Se nenhuma componente de modo comum for adicionada a  $v_{jN}$ , ou seja, se o neutro da carga estiver no mesmo potencial do neutro da fonte de alimentação, o ganho de tensão máximo do CM é de  $q_{max} = \frac{1}{2} = 50\%$  [64].

O ganho de tensão máximo pode ser elevado para  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ , se as tensões trifásicas equilibradas da carga estiverem moduladas em relação ao neutro da fonte de alimentação, ou seja, se for adicionada uma componente de modo comum adequada às tensões  $v_{jN}$  [64]. Uma componente de modo comum adequada foi encontrada por *Maytum et al.* [64] e por *Alesina e Venturini* [40][41]. Foi provado, em [40][41], que o ganho de tensão máximo que pode ser alcançado é de  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ .

Para determinar o comportamento da corrente que irá circular nos terminais de saída do CM, é necessário realizar uma análise em frequência da carga RL. Aplicando a transformada de *Laplace* em (2.37) e isolando a transformada da corrente na carga ( $I_j(s)$ ), obtém-se

$$I_j(s) = \frac{1}{L_c s + R_c} V_{jn}(s), \quad (2.45)$$

em que  $I_j(s)$  e  $V_{jn}(s)$  são as transformadas de *Laplace* da corrente  $i_j(t)$  e da tensão  $v_{jn}(t)$  no ramo da carga ligada ao terminal  $j$ , respectivamente.

A função de transferência apresentada em (2.45) indica um filtro passa-baixas de primeira ordem, ou seja, a corrente na carga  $i_j(t)$  é formada pelas componentes de baixa frequência da tensão chaveada  $v_{jn}(t)$ . A frequência de corte da carga RL é igual a  $f_{carga} = \frac{R_c}{2\pi L_c}$ . A resposta em frequência de  $i_j(t)$  de uma carga tendo  $R_c = 11\Omega$  e  $L_c = 25,3mH$  ( $f_{carga} = 104Hz$ ) pode ser vista na Fig. 2.8.

Da Fig. 2.8, observa-se que, se o algoritmo de controle do CM garantir que a tensão

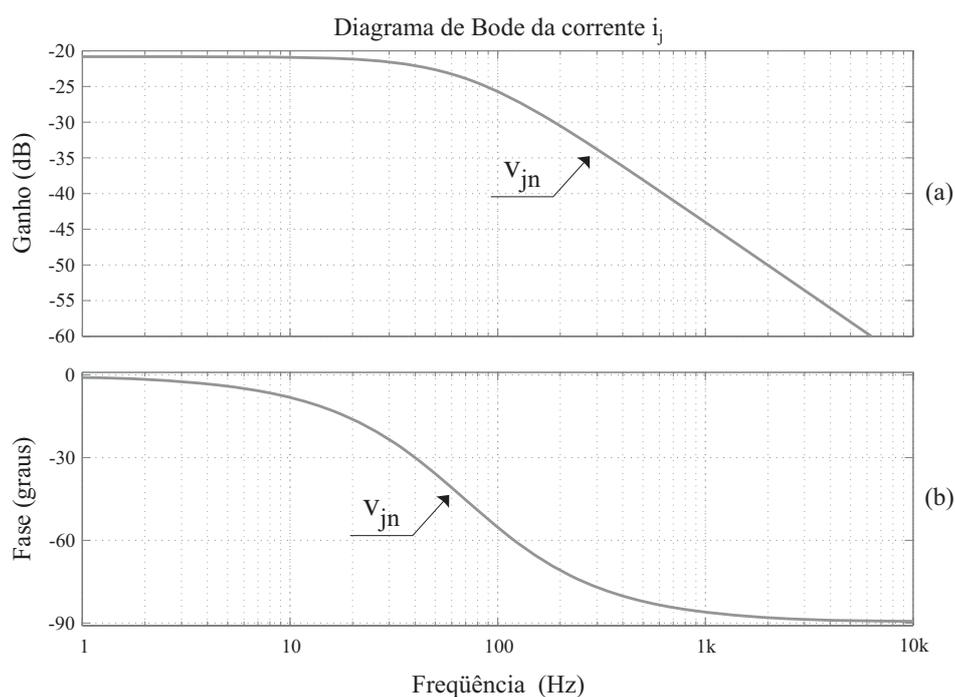


Figura 2.8: Resposta em frequência de  $i_j(t)$  na carga RL, destacando a influência da tensão  $v_{jn}(t)$ : (a) ganho; (b) fase.

$v_{jn}(t)$  possui apenas a componente na frequência fundamental (tensão desejada na carga) mais componentes harmônicas de ordem elevada (próximos da frequência de chaveamento e múltiplos),  $i_j(t)$  conterá somente a componente fundamental da tensão  $v_{jn}(t)$ , como desejado. A componente fundamental de  $i_j(t)$  (em  $40Hz$ ) possui ganho aproximado de 0,079 e está atrasada de  $30^\circ$  da componente fundamental de  $v_{jn}(t)$ .

## 2.4 Geração das Tensões na Saída e Correntes na Entrada

Após a modelagem do CM, do filtro de entrada LC e da carga RL, é possível descrever a seqüência de operação do circuito de potência, ou seja, descrever a ordem na qual as tensões na saída e correntes na entrada são geradas. Os seguintes passos resumem a seqüência de operação de um CM, de acordo com a Fig. 2.7 [6]:

1. Aplicam-se as tensões  $v_{fKN}(t)$  da fonte de alimentação aos terminais do filtro de entrada;
2. Determinam-se as tensões  $v_{KN}(t)$  na saída do filtro pela função de transferência (2.34);

3. Aplicam-se as tensões  $v_{KN}(t)$  ao CM;
4. Determinam-se, através da técnica PWM utilizada, as funções de chaveamento  $S_{Kj}(t)$ , em que  $K = \{A, B \text{ e } C\}$  e  $j = \{a, b \text{ e } c\}$ ;
5. Aplicam-se as funções de chaveamento  $S_{Kj}(t)$  às chaves bidirecionais;
6. Calculam-se as tensões  $v_{jN}(t)$  na saída do conversor usando (2.10);
7. Determinam-se as tensões  $v_{jn}(t)$  que estão aplicadas nos terminais da carga em função das tensões  $v_{jN}(t)$ , usando (2.44);
8. Usa-se a função de transferência da carga (2.45) e as tensões  $v_{jn}(t)$  para determinar as correntes  $i_j(t)$ ;
9. Calculam-se as correntes  $i_K(t)$  na entrada do CM usando (2.16);
10. Determinam-se as correntes  $i_{fK}(t)$  pela função de transferência do filtro (2.35);

Através da seqüência de operação descrita anteriormente, é possível simular o funcionamento do CM em uma plataforma matemática, como por exemplo o MATLAB® [65].

Como já mencionado na seção 2.1, devido à restrição (2.18), um CM  $l \times p$  possui  $l^p$  combinações possíveis de chaveamento. Logo, um CM  $3 \times 3$  possui 27 combinações de chaveamento e cada combinação define um conjunto diferente de tensões  $v_{jN}(t)$  na saída, de tensões  $v_{jn}(t)$  na carga e de correntes  $i_K(t)$  na entrada. A Tabela 2.1 mostra todas as combinações de chaveamento de um CM  $3 \times 3$  [9][26][63].

Cada linha da Tabela 2.1 representa uma combinação diferente de terminais de entrada que estão conectados aos terminais de saída  $a$ ,  $b$  e  $c$ . Por exemplo, a segunda linha indica que os terminais de saída  $a$ ,  $b$  e  $c$  estão conectados aos terminais de entrada  $A$ ,  $C$  e  $B$ , respectivamente. Portanto,  $S_{Aa}(t) = 1$ ,  $S_{Cb}(t) = 1$ ,  $S_{Bc}(t) = 1$  e todas as outras funções de chaveamento são iguais a zero. As tensões  $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  e  $v_{cN}$  são determinadas pela relação em (2.10), ou seja, no caso específico  $v_{aN} = v_{AN}$ ,  $v_{bN} = v_{CN}$  e  $v_{cN} = v_{BN}$ . As tensões  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$  são determinadas pela relação em (2.44), ou seja, no caso específico  $v_{an} = v_{AN}$ ,  $v_{bn} = v_{CN}$  e  $v_{cn} = v_{BN}$ .

Como pode ser visto na Tabela 2.1, é possível dividir as combinações de chaveamento em três grupos principais [5][26][63]:

- *Grupo I*: cada terminal de saída é conectado a um terminal de entrada diferente;
- *Grupo II*: dois terminais de saída são conectados a um mesmo terminal de entrada;
- *Grupo III*: todos os terminais de saída são conectados ao mesmo terminal de entrada.

Tabela 2.1: Possíveis combinações de chaveamento para um CM  $3 \times 3$ .

Grupo	a	b	c	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$i_A$	$i_B$	$i_C$
I	A	B	C	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$i_a$	$i_b$	$i_c$
	A	C	B	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$i_a$	$i_c$	$i_b$
	B	A	C	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$i_b$	$i_a$	$i_c$
	B	C	A	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$i_b$	$i_c$	$i_a$
	C	A	B	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$i_c$	$i_a$	$i_b$
	C	B	A	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$i_c$	$i_b$	$i_a$
II-a $v_{bc} = 0$	A	C	C	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{CN}$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$i_a$	0	$-i_a$
	B	C	C	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{CN}$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	0	$i_a$	$-i_a$
	B	A	A	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{AN}$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$-i_a$	$i_a$	0
	C	A	A	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{AN}$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$-i_a$	0	$i_a$
	C	B	B	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{BN}$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	0	$-i_a$	$i_a$
	A	B	B	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{BN}$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$i_a$	$-i_a$	0
II-b $v_{ca} = 0$	C	A	C	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$i_b$	0	$-i_b$
	C	B	C	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	0	$i_b$	$-i_b$
	A	B	A	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$-i_b$	$i_b$	0
	A	C	A	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$-i_b$	0	$i_b$
	B	C	B	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	0	$-i_b$	$i_b$
	B	A	B	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$i_b$	$-i_b$	0
II-c $v_{ab} = 0$	C	C	A	$v_{CN}$	$v_{CN}$	$v_{AN}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$\frac{1}{3}v_{CA}$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$i_c$	0	$-i_c$
	C	C	B	$v_{CN}$	$v_{CN}$	$v_{BN}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	$-\frac{1}{3}v_{BC}$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$i_c$	$-i_c$
	A	A	B	$v_{AN}$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$\frac{1}{3}v_{AB}$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$-i_c$	$i_c$	0
	A	A	C	$v_{AN}$	$v_{AN}$	$v_{CN}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$-\frac{1}{3}v_{CA}$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$-i_c$	0	$i_c$
	B	B	C	$v_{BN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	$\frac{1}{3}v_{BC}$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$-i_c$	$i_c$
	B	B	A	$v_{BN}$	$v_{BN}$	$v_{AN}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$-\frac{1}{3}v_{AB}$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$i_c$	$-i_c$	0
III	A	A	A	$v_{AN}$	$v_{AN}$	$v_{AN}$	0	0	0	0	0	0
	B	B	B	$v_{BN}$	$v_{BN}$	$v_{BN}$	0	0	0	0	0	0
	C	C	C	$v_{CN}$	$v_{CN}$	$v_{CN}$	0	0	0	0	0	0

Quando uma combinação de chaveamento pertencente ao *Grupo I* for utilizada, tensões fase-neutro de entrada são aplicadas aos terminais da carga. Quando uma combinação de chaveamento pertencente ao *Grupo II* for utilizada no CM, frações das tensões fase-fase de entrada ( $v_{AB}(t)$ ,  $v_{BC}(t)$  e  $v_{CA}(t)$ ) são aplicadas aos terminais da carga. O *Grupo II* pode ser dividido em três subgrupos: *Subgrupo II-a*, no qual  $v_{bc}(t) = 0$  e  $v_{an}(t)$  é a maior tensão em módulo, o *Subgrupo II-b*, no qual  $v_{ca}(t) = 0$  e  $v_{bn}(t)$  é a maior tensão em módulo e o *Subgrupo II-c*, no qual  $v_{ab}(t) = 0$  e  $v_{cn}(t)$  é a maior tensão em módulo. O *Grupo III* representa as combinações que geram tensões na carga e correntes na entrada nulas. As combinações desse grupo são geralmente chamadas de vetores nulos [5][26][63].

É importante observar que existe uma diferença fundamental entre a topologia matricial (Fig. 2.7) e a topologia retificador-barramento CC fictício-inversor (Fig. 1.19). Essa diferença está diretamente relacionada às combinações possíveis das chaves. Enquanto a topologia matricial possui as 27 combinações possíveis vistas na Tabela 2.1, a topologia retificador-barramento CC fictício-inversor possui somente 21. Como somente duas tensões da rede elétrica podem ser conectadas ao mesmo tempo nos terminais do barramento CC fictício, é impossível alcançar as combinações do *Grupo I*, no qual cada terminal de saída do conversor está conectado a um terminal de entrada diferente em um mesmo instante. Portanto, as seis combinações do *Grupo I* não podem ser obtidas na topologia retificador-barramento CC fictício-inversor, ficando somente 21 combinações possíveis.

O método geralmente utilizado para sintetizar as tensões na saída e as correntes na entrada do CM é o método da síntese em alta frequência. Esse método é bem conhecido e divulgado na literatura de Eletrônica de Potência [1][35][36][66]. Na síntese em alta frequência, as chaves bidirecionais de potência são abertas e fechadas em uma frequência bem maior (na ordem de milhares de *Hertz*) que a frequência das tensões da rede elétrica e a frequência das tensões desejadas na saída do conversor (na ordem de dezenas de *Hertz*). O objetivo deste método é gerar uma tensão na saída que possua a componente fundamental com amplitude e frequência desejadas. Entretanto, devido à abertura e ao fechamento das chaves, surgem algumas componentes harmônicas em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos. Como a frequência de chaveamento é bem maior que a frequência da

componente fundamental da tensão, um simples filtro passa-baixas é suficiente para obter a tensão desejada na saída do conversor.

Com o avanço da tecnologia de processadores e miniaturização, é possível encontrar, em um único *chip*, processador, memórias, conversores A/D, temporizadores e muitos outros periféricos necessários para realizar controle digital em tempo real. Esse *chip* é conhecido como DSP (*Digital Signal Processor*), ou seja, processador digital de sinais. É devido à robustez, à velocidade e ao tamanho dos DSP que os mesmos estão sendo amplamente usados para o controle de conversores. Portanto, a síntese em alta frequência é atualmente realizada com o controle discreto das chaves bidirecionais de potência. No DSP, os valores dos sinais analógicos são amostrados e convertidos em números binários, com resolução fixa do conversor A/D. No controle discreto, o tempo contínuo também é amostrado em uma frequência bem definida, chamada de frequência de amostragem. Essa amostragem de tempo é realizada com passo fixo, denominado de período de amostragem. Neste trabalho, a frequência e o período de amostragem são sempre iguais à frequência ( $f_c$ ) e ao período ( $T_c = \frac{1}{f_c}$ ) de chaveamento, respectivamente. A Fig. 2.9 mostra como a amostragem do tempo é realizada no controle discreto.

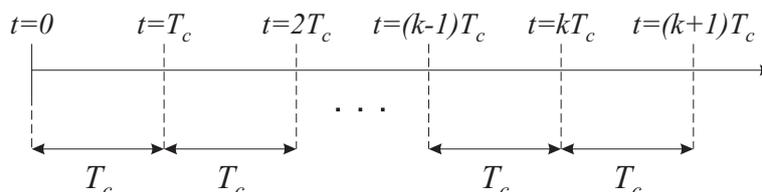


Figura 2.9: Processo de amostragem do tempo contínuo  $t$  a passos fixos  $T_c$ .

Embora os sinais de  $S_{Kj}(t)$  enviados pelo sistema de controle às chaves bidirecionais sejam em tempo contínuo, o processo de controle, no qual esses sinais  $S_{Kj}(t)$  são gerados, é realizado a instantes discretos de tempo  $t = kT_c$ , em que  $k \in \{0, 1, 2, 3, \dots\}$  é a  $k$ -ésima amostra do tempo contínuo  $t$ . Durante o  $k$ -ésimo laço do processo de controle do conversor são realizadas as seguintes tarefas:

- Amostragem dos sinais analógicos utilizados no controle discreto;
- Determinação dos intervalos de tempo em que cada chave terá de ficar fechada durante

o período  $T_c$  através de cálculos realizados pelo controlador;

- Geração dos sinais de controle  $S_{Kj}(t)$  durante o intervalo de tempo compreendido de  $t = (k + 1)T_c$  a  $t = (k + 2)T_c$ .

Os sinais analógicos são amostrados e suas amplitudes são discretizadas e convertidas para valores binários, utilizando um conversor A/D. Dado um sinal analógico qualquer  $x(t)$ , sua  $k$ -ésima amostra corresponde ao valor de  $x(t)$  no tempo  $t = kT_c$ , ou seja,  $x(kT_c)$ . Essa  $k$ -ésima amostra é definida usando a notação digital, ou seja,  $x(kT_c) = x[k]$ . Ao longo de todo esse trabalho, qualquer sinal amostrado estará na notação digital  $x[k]$ .

É importante ressaltar que o processo de controle digital do CM usando a síntese em alta frequência é bastante influenciado pela frequência de chaveamento. Para garantir um controle eficaz, é importante que  $f_c$  seja bem maior que as frequências das tensões da rede elétrica e das tensões desejadas na carga, pois no controle digital assume-se que as variáveis amostradas variam pouco dentro de um período de amostragem e, portanto, são consideradas constantes [1]. Por exemplo, se um sinal senoidal com frequência de  $60Hz$  for amostrado com frequência  $f_c = 20kHz$ , a máxima variação no valor de duas amostras consecutivas é de 1,80% e a variação média entre amostras consecutivas é de 1,14%.

Teoricamente, como a frequência de chaveamento não possui limite, a frequência das tensões desejadas na carga,  $f_s$ , pode assumir qualquer valor. Entretanto, na prática, existe um limite para a frequência de chaveamento e esse limite está associado à faixa de frequências permitida nos dispositivos que compõem as chaves bidirecionais. Geralmente os IGBT de potência suportam, no máximo, uma frequência de chaveamento de  $20kHz$ . Como é aconselhável que a máxima frequência das tensões desejadas na carga seja muito menor que a frequência de chaveamento ( $f_s \ll f_c$ ), limita-se a frequência das tensões desejadas na carga a um centésimo da máxima frequência de chaveamento do IGBT, ou seja,  $f_s \leq 200Hz$  [1].

A síntese em alta frequência do CM consiste em determinar, em cada período de chaveamento  $T_c$ , os intervalos de tempo que as chaves bidirecionais estarão fechadas para garantir que os valores médios, na janela de tempo  $T_c$ , das tensões na saída e correntes na

entrada se igualem aos valores amostrados das tensões desejadas na saída e das correntes desejadas na entrada. Se  $f_c$  for bem maior que as frequências fundamentais dos sinais amostrados e se as médias das tensões e correntes em cada período  $T_c$  acompanharem os valores desejados, garante-se que as tensões na saída e correntes na entrada possuam a componente na frequência fundamental com amplitude e frequência desejadas. Além da componente fundamental desejada, as tensões e correntes chaveadas do CM somente terão componentes harmônicas próximas da frequência  $f_c$  e múltiplos.

Analisando o braço de saída  $j$  ( $j \in \{a, b \text{ e } c\}$ ) de um CM  $3 \times 3$ , é possível determinar o valor médio, no  $k$ -ésimo período de chaveamento  $T_c$ , da tensão  $v_{jN}(t)$  na saída em função dos intervalos de tempo de fechamento das chaves do braço  $j$  e das tensões  $v_{AN}(t)$ ,  $v_{BN}(t)$  e  $v_{CN}(t)$  nos terminais de entrada [5][6][63]:

$$\bar{v}_{jN}[k] = \frac{1}{T_c} [\Delta t_{Aj}[k]v_{AN}(t) + \Delta t_{Bj}[k]v_{BN}(t) + \Delta t_{Cj}[k]v_{CN}(t)], \quad (2.46)$$

em que  $\bar{v}_{jN}[k]$  é a tensão média  $v_{jN}(t)$  na saída, no  $k$ -ésimo período  $T_c$ , e  $\Delta t_{Kj}[k]$  ( $K \in \{A, B \text{ e } C\}$ ) é o intervalo de tempo no qual a chave  $S_{Kj}$  fica fechada no  $k$ -ésimo período  $T_c$ .

Se a restrição de abertura e fechamento das chaves de um braço de saída  $j$  do CM, vista em (2.18), for obedecida, os intervalos de tempo  $\Delta t_{Kj}[k]$  possuem uma relação entre si:

$$\Delta t_{Aj}[k] + \Delta t_{Bj}[k] + \Delta t_{Cj}[k] = T_c, \quad (2.47)$$

em que  $j \in \{a, b \text{ e } c\}$  e  $k \in \{1, 2, 3 \dots\}$ .

Define-se razão de trabalho de uma chave  $S_{Kj}$  como a proporção do período  $T_c$  em que a mesma permanece fechada, ou seja, é razão entre o intervalo de tempo em que a chave permanece fechada no período de chaveamento e o valor de  $T_c$  [5][6][26][63]:

$$m_{Kj}[k] = \frac{\Delta t_{Kj}[k]}{T_c}, \quad (2.48)$$

em que  $m_{Kj}[k]$  é a razão de trabalho da chave  $S_{Kj}$  no  $k$ -ésimo período  $T_c$ .

As relações (2.46) e (2.47) podem ser escritas da seguinte forma, utilizando (2.48):

$$\bar{v}_{jN}[k] = m_{Aj}[k]v_{AN}(t) + m_{Bj}[k]v_{BN}(t) + m_{Cj}[k]v_{CN}(t), \quad (2.49)$$

$$m_{Aj}[k] + m_{Bj}[k] + m_{Cj}[k] = 1. \quad (2.50)$$

Ao expandir (2.49) para as três fases de saída e organizar na forma matricial, é possível obter:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}[k] \\ \bar{v}_{bN}[k] \\ \bar{v}_{cN}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}[k] & m_{Ba}[k] & m_{Ca}[k] \\ m_{Ab}[k] & m_{Bb}[k] & m_{Cb}[k] \\ m_{Ac}[k] & m_{Bc}[k] & m_{Cc}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Definindo

$$\bar{\mathbf{v}}_s[k] = \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}[k] \\ \bar{v}_{bN}[k] \\ \bar{v}_{cN}[k] \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

como o vetor das tensões médias na saída, no  $k$ -ésimo período  $T_c$ ,

$$\mathbf{M}[k] = \begin{bmatrix} m_{Aa}[k] & m_{Ba}[k] & m_{Ca}[k] \\ m_{Ab}[k] & m_{Bb}[k] & m_{Cb}[k] \\ m_{Ac}[k] & m_{Bc}[k] & m_{Cc}[k] \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

como a matriz função de transferência de baixa frequência [5][6][9] e sabendo que

$$\mathbf{v}_e(t) = \begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

é o vetor das tensões instantâneas nos terminais de entrada do CM, é possível chegar a seguinte relação:

$$\bar{\mathbf{v}}_s[k] = \mathbf{M}[k]\mathbf{v}_e(t) \quad (2.55)$$

Sabendo que a frequência de chaveamento  $f_c$  é bem maior que a frequência das tensões da rede elétrica, é viável considerar que as tensões na entrada variam pouco em um período  $T_c$ , ou seja, possuem valor constante. Portanto, é possível substituir  $v_{KN}(t)$  em (2.51) pela sua amostra  $v_{KN}[k]$ , obtida no começo do  $k$ -ésimo período de chaveamento.

Ao definir

$$\mathbf{v}_e[k] = \begin{bmatrix} v_{AN}[k] \\ v_{BN}[k] \\ v_{CN}[k] \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

como o vetor das tensões na entrada no  $k$ -ésimo período  $T_c$ , (2.55) pode ser reescrita como:

$$\bar{\mathbf{v}}_s[k] = \mathbf{M}[k]\mathbf{v}_e[k]. \quad (2.57)$$

É possível, utilizando (2.57), sintetizar qualquer tensão na saída do CM. Para isto, basta impor que o vetor  $\bar{\mathbf{v}}_s[k]$  seja igual ao vetor das tensões desejadas na saída do CM no  $k$ -ésimo período de chaveamento. Definindo  $v_{jN}^*(t)$  como a tensão instantânea desejada no terminal de saída  $j$  em relação ao neutro da fonte de alimentação e  $v_{jN}^*[k]$  como a  $k$ -ésima amostra de  $v_{jN}^*(t)$ , é possível chegar à relação entre as tensões desejadas na saída e as tensões na entrada para a síntese em alta frequência:

$$\begin{bmatrix} v_{aN}^*[k] \\ v_{bN}^*[k] \\ v_{cN}^*[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}[k] & m_{Ba}[k] & m_{Ca}[k] \\ m_{Ab}[k] & m_{Bb}[k] & m_{Cb}[k] \\ m_{Ac}[k] & m_{Bc}[k] & m_{Cc}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN}[k] \\ v_{BN}[k] \\ v_{CN}[k] \end{bmatrix}, \quad (2.58)$$

ou na forma matricial:

$$\mathbf{v}_s^*[k] = \mathbf{M}[k]\mathbf{v}_e[k], \quad (2.59)$$

em que  $\mathbf{v}_s^*[k]$  é o vetor das tensões desejadas na saída do conversor no  $k$ -ésimo período  $T_c$ .

Como visto em (2.44), existe uma relação entre as tensões nos terminais da carga  $v_{jn}(t)$  e as tensões nos terminais de saída do CM em relação ao neutro da fonte de alimentação  $v_{jN}(t)$ . A Tabela 2.1 mostra que essa relação depende da combinação das chaves do CM. Por exemplo, a tensão na carga da fase  $a$ ,  $v_{an}$ , pode depender somente da tensão  $v_{aN}$  como também pode depender de uma combinação das tensões  $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  e  $v_{cN}$ . Portanto, é importante relacionar as tensões desejadas  $v_{jn}^*[k]$  nos terminais da carga com as tensões desejadas  $v_{jN}^*[k]$  nos terminais de saída do conversor em relação ao neutro da fonte de alimentação. Essa relação vem diretamente de (2.44) e pode ser escrita na forma matricial:

$$\mathbf{v}_c^*[k] = \mathbf{P}\mathbf{v}_s^*[k], \quad (2.60)$$

em que

$$\mathbf{v}_c^*[k] = \begin{bmatrix} v_{an}^*[k] \\ v_{bn}^*[k] \\ v_{cn}^*[k] \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

é o vetor das tensões desejadas nos terminais da carga no  $k$ -ésimo período  $T_c$  e

$$\mathbf{P} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

é a matriz de relação entre as tensões na carga e as tensões nos terminais de saída do conversor.

Uma análise semelhante à das tensões na saída pode ser realizada para as correntes na entrada do CM. A corrente média, no  $k$ -ésimo período de chaveamento, que flui no terminal de entrada  $K$  pode ser relacionada da seguinte forma:

$$\bar{i}_K[k] = m_{Ka}[k]i_a(t) + m_{Kb}[k]i_b(t) + m_{Kc}[k]i_c(t), \quad (2.63)$$

em que  $\bar{i}_K[k]$  é a média da corrente  $i_K(t)$ , no  $k$ -ésimo período de chaveamento, e  $i_j(t)$  é a corrente instantânea que circula no terminal de saída  $j$  do CM.

Pelos motivos explicados anteriormente, é possível substituir  $i_j(t)$  em (2.63) pela sua amostra  $i_j[k]$ . Ao expandir (2.63) para as três fases na entrada e organizar na forma matricial, é possível obter:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A[k] \\ \bar{i}_B[k] \\ \bar{i}_C[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}[k] & m_{Ab}[k] & m_{Ac}[k] \\ m_{Ba}[k] & m_{Bb}[k] & m_{Bc}[k] \\ m_{Ca}[k] & m_{Cb}[k] & m_{Cc}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a[k] \\ i_b[k] \\ i_c[k] \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Definindo

$$\bar{\mathbf{i}}_c[k] = \begin{bmatrix} \bar{i}_A[k] \\ \bar{i}_B[k] \\ \bar{i}_C[k] \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

como o vetor das correntes médias na entrada, no  $k$ -ésimo período de chaveamento, e

$$\mathbf{i}_s[k] = \begin{bmatrix} i_a[k] \\ i_b[k] \\ i_c[k] \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

como o vetor das correntes nos terminais de saída, no  $k$ -ésimo período  $T_c$ , é possível chegar a seguinte relação:

$$\bar{\mathbf{i}}_e[k] = \mathbf{M}^T[k] \mathbf{i}_s[k], \quad (2.67)$$

em que  $\mathbf{M}^T[k]$  é a transposta da matriz  $\mathbf{M}[k]$ .

É possível, utilizando (2.67), impor qualquer deslocamento das correntes em relação às tensões na entrada do CM. Basta garantir que o vetor  $\bar{\mathbf{i}}_e[k]$  seja igual ao vetor das correntes deslocadas desejadas na entrada, no  $k$ -ésimo período de chaveamento. Definindo  $i_K^*(t)$  como a corrente instantânea desejada no terminal de entrada  $K$  e  $i_K^*[k]$  como a  $k$ -ésima amostra da mesma, é possível chegar à relação entre as correntes deslocadas desejadas na entrada e as correntes na saída para a síntese em alta frequência:

$$\begin{bmatrix} i_A^*[k] \\ i_B^*[k] \\ i_C^*[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}[k] & m_{Ab}[k] & m_{Ac}[k] \\ m_{Ba}[k] & m_{Bb}[k] & m_{Bc}[k] \\ m_{Ca}[k] & m_{Cb}[k] & m_{Cc}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a[k] \\ i_b[k] \\ i_c[k] \end{bmatrix}, \quad (2.68)$$

ou na forma matricial:

$$\mathbf{i}_e^*[k] = \mathbf{M}^T[k] \mathbf{i}_s[k], \quad (2.69)$$

em que  $\mathbf{i}_e^*[k]$  é o vetor das correntes deslocadas desejadas na entrada do conversor, no  $k$ -ésimo período de chaveamento.

Organizando (2.50) na forma matricial e considerando as relações (2.59), (2.60) e (2.69), é possível resumir em quatro equações a síntese em alta frequência do CM  $3 \times 3$ :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s^*[k] = \mathbf{M}[k] \mathbf{v}_e[k] \\ \mathbf{i}_e^*[k] = \mathbf{M}^T[k] \mathbf{i}_s[k] \\ \mathbf{M}[k] \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1} \\ \mathbf{v}_c^*[k] = \mathbf{P} \mathbf{v}_s^*[k] \end{cases} \quad (2.70)$$

As três primeiras relações em (2.70) resultam em nove equações (três equações para cada relação). As incógnitas do sistema de equações são as razões de trabalho  $m_{Kj}[k]$  das nove chaves bidirecionais. Portanto, imagina-se que é possível encontrar uma solução única para essas razões. Entretanto, das nove equações mencionadas, duas são linearmente dependentes das outras sete [39][63], ou seja, o sistema de nove equações possui *rank* sete. Além do mais, a última relação em (2.70) resulta em um sistema de três equações e três incógnitas. Mas a matriz  $\mathbf{P}$  possui *rank* dois, ou seja, uma equação é linearmente dependente das outras duas. Pode-se dizer, então, que (2.70) é um sistema de 12 equações e 12 incógnitas que possui *rank* nove, ou seja, o sistema possui três graus de liberdade. Portanto, é possível sintetizar as mesmas tensões senoidais na carga e as mesmas correntes senoidais na entrada do conversor com infinitas combinações das razões de trabalho  $m_{Kj}[k]$ .

Todas as técnicas PWM conseguem sintetizar as tensões e correntes desejadas, apesar de possuírem razões de trabalho  $m_{Kj}[k]$  diferentes. O que diferencia uma técnica PWM da outra é a escolha dos três graus de liberdade do sistema, ou seja, qualquer técnica PWM pode ser reproduzida a partir da escolha adequada desses três graus de liberdade. O objetivo da modulação escalar generalizada proposta neste trabalho é tornar possível o ajuste de tais graus de liberdade e permitir a determinação dos valores desses graus de liberdade para as técnicas PWM mais conhecidas.

Um estudo matemático rigoroso provando que a síntese em alta frequência é capaz de gerar uma componente fundamental com amplitude e frequência desejadas é visto no trabalho de *Alesina e Venturini* [39]. A prova do limite intrínseco do ganho de tensão  $q$  (igual a 86,6%) no CM  $3 \times 3$  é visto em [26][40][41][64]. Mais detalhes sobre o processo de síntese em alta frequência e os graus de liberdade do sistema são vistos em [5][9][26][39][63].

## 2.5 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi apresentar o modelo matemático do circuito de potência, compreendendo a matriz de chaves bidirecionais, o filtro de entrada e a carga, além de aspectos como dualidade entrada-saída, graus de liberdade e limite intrínseco do ganho de

tensão dos CM. O modelo matemático é essencial não só para simular o comportamento dos CM em plataformas matemáticas como também para servir de base para as técnicas de modulação das chaves.

# 3

## MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA CONVERSORES MATRICIAIS

Neste capítulo, a modelagem matemática do circuito de potência do CM, discutida no Capítulo 2, é utilizada como base para explicar a modulação generalizada. As modulações para conversores de potência podem ser classificadas em dois tipos [67][68]:

- Modulação vetorial: o cálculo das razões de trabalho das chaves do conversor é realizado usando teoria de vetores espaciais, trigonometria e geometria analítica. Além do mais, as razões de trabalho das chaves de um braço do conversor depende das tensões e das correntes de todas as fases;
- Modulação escalar: o cálculo das razões de trabalho das chaves do conversor só utiliza ferramentas algébricas simples, sem a necessidade da teoria de vetores espaciais, trigonometria ou geometria analítica. Além do mais, as razões de trabalho das chaves de um braço do conversor só depende das tensões e correntes da fase correspondente.

A estratégia de modulação generalizada proposta neste trabalho é essencialmente escalar. Como visto no Capítulo 2, é possível controlar as tensões desejadas na carga do CM (amplitude e frequência) assim como o FDE. Embora as tensões na carga e o FDE estejam ligados devido ao acoplamento natural do CM, é possível controlá-los separadamente, como será visto nas seções seguintes.

Com o objetivo de clarificar a modulação escalar generalizada, um resumo de três técnicas PWM conhecidas para CM  $3 \times 3$  é apresentado primeiramente. Posteriormente, a estratégia generalizada é explicada e os graus de liberdade da mesma são determinados de forma a emular comportamento das três técnicas conhecidas. Desta forma, prova-se que qualquer técnica PWM para CM pode ser emulada a partir da estratégia generalizada proposta.

### 3.1 Modulação Vetorial de Huber e Borojević (HB)

Para serem atrativos, as técnicas PWM para CM devem levar em conta o comportamento das correntes na entrada e das tensões na saída. As técnicas PWM podem garantir que tanto as correntes na entrada como as tensões na saída tenham apenas componentes harmônicas de alta frequência, que são mais fáceis de filtrar. Outra característica desejável é a possibilidade de controlar o FDE, que é responsável pelo fluxo de potência reativa da rede para a carga. A maior dificuldade das técnicas PWM para o CM é impor o FDE e as tensões desejadas na saída simultaneamente [2][39]. Essa dificuldade não existe nos conversores indiretos de potência, pois o controle das correntes na entrada (estágio retificador) é independente do controle das tensões na saída (estágio inversor) devido ao capacitor do barramento CC [2][39].

Um possível desacoplamento entre os controles do FDE e das tensões na saída nos CM  $3 \times 3$  foi proposta por *Huber e Borojević* [26]. Os autores fizeram uso da topologia retificador-barramento CC fictício-inversor, proposta por *Rashid e Khan* em 1985 [35][36], para determinar as razões de trabalho das chaves do CM. Essa topologia, vista na Fig. 3.1, é conhecida também como conversor direto de potência de dois estágios [2].

Na técnica de *Huber e Borojević*, foram propostas duas modulações vetoriais (SVM - *Space Vector Modulation*): uma para o controle do retificador e outra para o controle do inversor da topologia retificador-barramento CC fictício-inversor. A modulação vetorial do retificador é responsável pelo controle do FDE do CM e a modulação vetorial do inversor é responsável pelo controle das tensões na carga do CM (amplitude e frequência). Após a

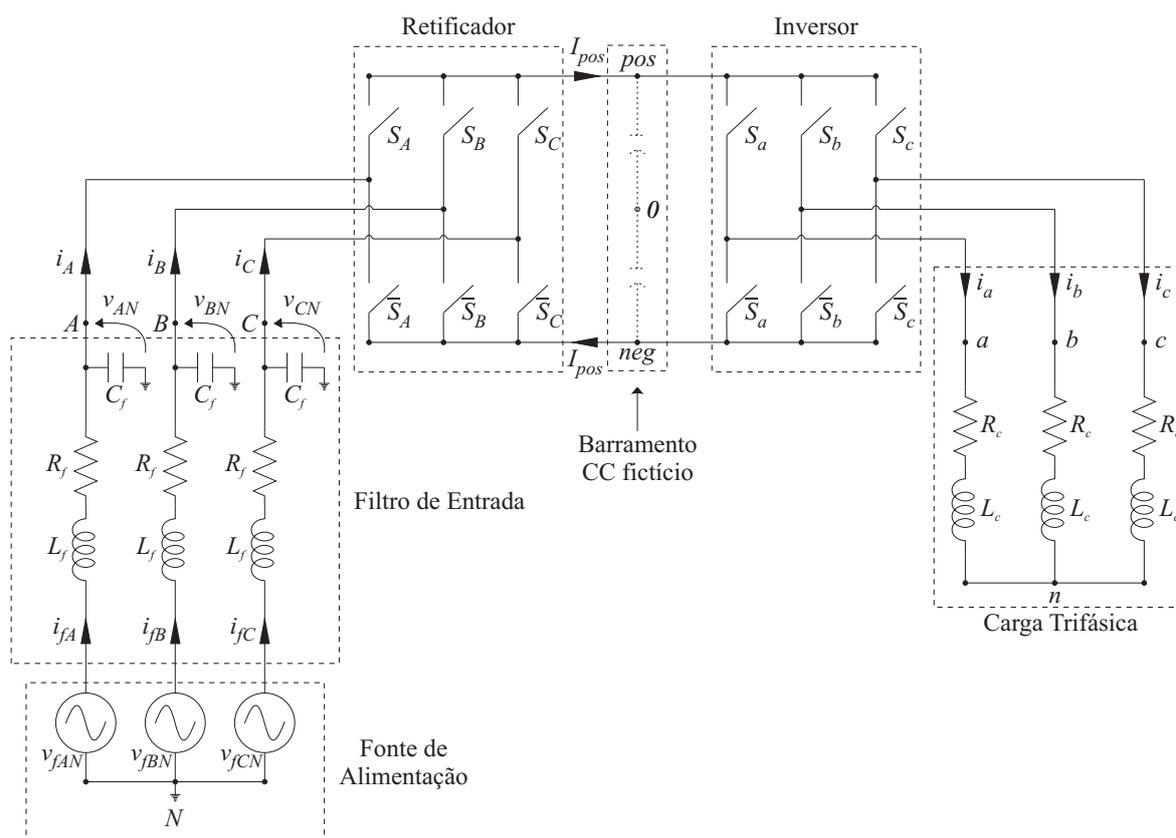


Figura 3.1: Topologia retificador-barramento CC fictício-inversor utilizada para a geração das razões de trabalho das chaves do CM  $3 \times 3$  nas técnicas PWM com FTI.

determinação dos vetores ativos nas modulações vetoriais do retificador e do inversor, os autores propuseram uma adaptação desses vetores ativos para topologia do CM, vista na Fig. 3.2. Com essa adaptação, é possível encontrar as razões de trabalho das chaves do CM que garantam o controle do FDE e das tensões na carga simultaneamente [26]. É importante ressaltar que a técnica de *Huber e Borojević* alcança o limite intrínseco do ganho de tensão do CM, que é igual a  $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ .

A técnica vetorial de *Huber e Borojević* é uma técnica com função de transferência indireta (FTI), pois utiliza a topologia da Fig. 3.1. Como visto na seção 2.4, a principal diferença entre as técnicas com FTD e com FTI é que, no máximo, duas tensões na entrada podem ser conectadas aos terminais de saída ao mesmo tempo nas técnicas com FTI: as tensões na entrada conectadas aos terminais *pos* e *neg* na Fig. 3.1. Portanto, nas técnicas com FTI, seis das 27 possíveis combinações de chaveamento dos

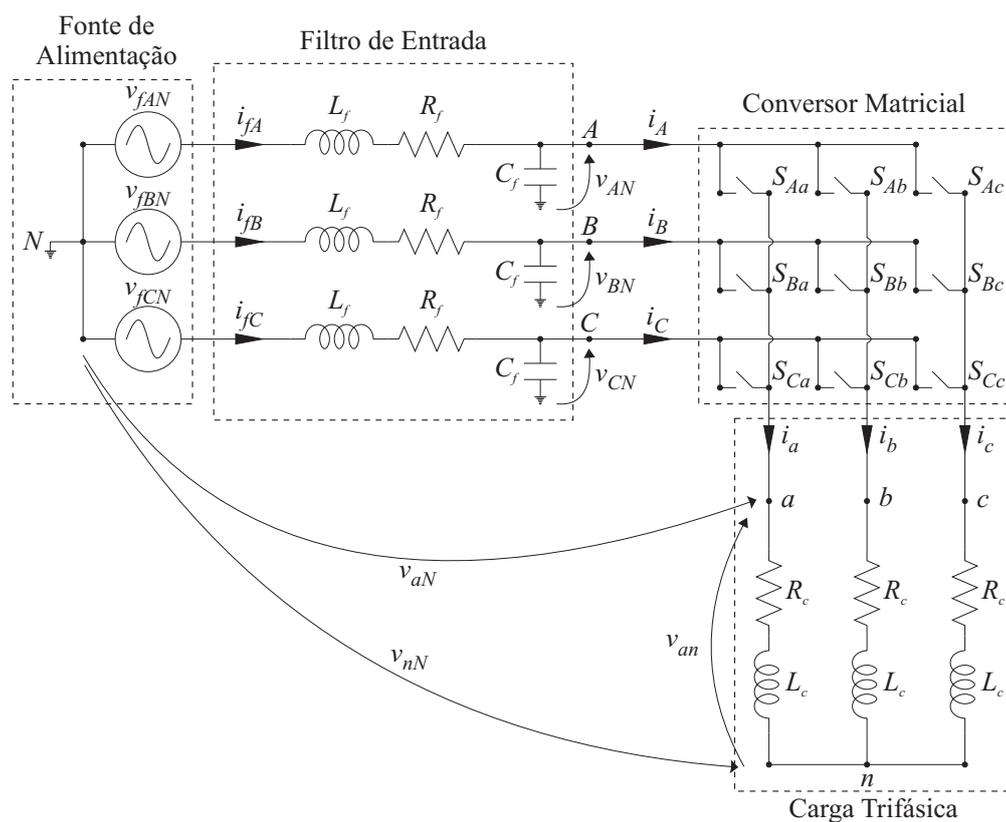


Figura 3.2: Topologia de um CM  $3 \times 3$  interligando uma fonte de alimentação trifásica a uma carga trifásica (FTD).

CM não podem ser reproduzidas. Por outro lado, as técnicas com FTD geralmente não utilizam as seis combinações de chaveamento supracitadas (mesmo podendo utilizá-las) e, conseqüentemente, essa diferença não interfere na controlabilidade das técnicas com FTI. Esse fato é corroborado pelo desempenho superior que algumas técnicas com FTI apresentam quando comparadas à técnicas com FTD [69][70].

### 3.1.1 Controle do FDE

A modulação vetorial do retificador da Fig. 3.1 é responsável pelo controle do ângulo de deslocamento das correntes na entrada do CM em relação as respectivas tensões, ou seja, é responsável pelo controle do FDE [26]. Os terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício podem estar conectados a qualquer um dos três terminais de entrada do conversor. Isto permite nove ( $3 \times 3$ ) possíveis combinações de chaveamento no retificador. Cada uma dessas combinações representa uma tensão diferente no barramento CC fictício ( $v_{posneg}$ ) além de

diferentes correntes na entrada do conversor.

A Tabela 3.1 mostra todas as nove possíveis combinações de chaveamento do retificador. Para cada combinação, é detalhado o valor das correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ , além da tensão  $v_{posneg}$ . É importante ressaltar que a corrente instantânea que flui do retificador para o inversor na Fig. 3.1 é denominada de  $i_{pos}(t)$  e que o valor médio da mesma, em um período de chaveamento, é denominada de  $I_{pos}$ .

Tabela 3.1: Possíveis combinações de chaveamento no retificador (controle do FDE).

Vetor	pos	neg	$v_{posneg}$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$ \vec{i}_e $	$\sigma_e$
$I_{0A}$	A	A	0	0	0	0	0	—
$I_{0B}$	B	B	0	0	0	0	0	—
$I_{0C}$	C	C	0	0	0	0	0	—
$I_1$	A	C	$-v_{CA}$	$I_{pos}$	0	$-I_{pos}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{\pi}{6}$
$I_2$	B	C	$v_{BC}$	0	$I_{pos}$	$-I_{pos}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{\pi}{2}$
$I_3$	B	A	$-v_{AB}$	$-I_{pos}$	$I_{pos}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{5\pi}{6}$
$I_4$	C	A	$v_{CA}$	$-I_{pos}$	0	$I_{pos}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{7\pi}{6}$
$I_5$	C	B	$-v_{BC}$	0	$-I_{pos}$	$I_{pos}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{3\pi}{2}$
$I_6$	A	B	$v_{AB}$	$I_{pos}$	$-I_{pos}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{pos}$	$\frac{11\pi}{6}$

Na modulação vetorial do retificador, cada combinação de chaveamento está associada a um vetor espacial estacionário de corrente no plano complexo [26]. Para determinar o módulo e o ângulo desses vetores espaciais, é necessário usar a seguinte transformação nas correntes dos terminais de entrada do conversor [26]:

$$\vec{i}_e = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C) = |\vec{i}_e|e^{j\sigma_e}, \quad (3.1)$$

em que  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  são as correntes na entrada,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  é operador unitário de deslocamento angular de  $120^\circ$  e  $\sigma_e$  é a posição angular do vetor espacial de corrente  $\vec{i}_e$  no plano complexo.

A Tabela 3.1 também detalha o módulo, o ângulo e o nome de cada vetor espacial de corrente associado a uma combinação de chaveamento do retificador. Observa-se que os nove vetores espaciais de corrente são divididos em seis vetores espaciais ativos ( $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,

$I_4$ ,  $I_5$  e  $I_6$ ) e três vetores espaciais nulos ( $I_{0A}$ ,  $I_{0B}$  e  $I_{0C}$ ). O hexágono com a posição dos seis vetores espaciais ativos de corrente no plano complexo pode ser visto na Fig. 3.3(a). Os terminais de entrada que estão conectados aos terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício (Fig. 3.1) determinam o vetor espacial de corrente que está sendo aplicado no retificador, ou seja, qualquer vetor espacial de corrente pode ser representado por  $I_X(pos, neg)$ , em que  $X = \{0A, 0B, 0C, 1, 2, 3, 4, 5 \text{ ou } 6\}$ , o primeiro termo dos parênteses é o terminal de entrada que está conectado no ponto *pos* e o segundo termo dos parênteses é o terminal de entrada que está conectado no ponto *neg* do barramento CC fictício. O triângulo equilátero compreendido entre dois vetores ativos de corrente do hexágono define um setor de corrente. É possível observar, na Fig. 3.3(a), que existem três pares de setores espelhados: o par *I* e *IV*, o par *II* e *V* e o par *III* e *VI*. Em cada par de setores, uma tensão na entrada diferente apresenta o maior valor absoluto entre as três tensões: no par *I* e *IV* é a tensão  $v_{AN}$ , no par *II* e *V* é a tensão  $v_{CN}$  e no par *III* e *VI* é a tensão  $v_{BN}$ .

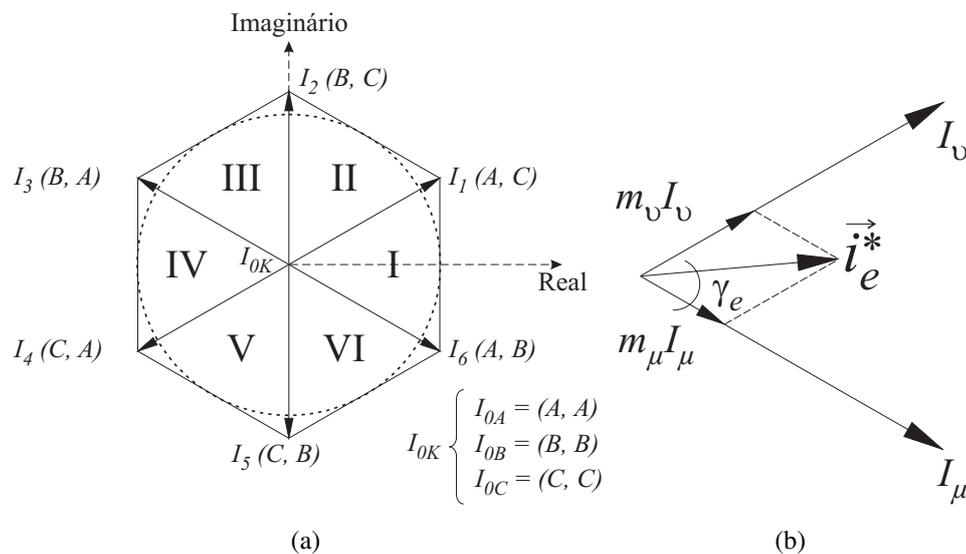


Figura 3.3: Modulação vetorial do retificador: (a) hexágono dos vetores espaciais ativos e nulos do retificador; (b) exemplo da soma de vetores usada para sintetizar o vetor espacial composto pelas correntes desejadas na entrada.

O controle do FDE na modulação vetorial do retificador é obtido ao definir correntes desejadas na entrada deslocadas de um ângulo  $\phi_e^*$  das respectivas tensões na entrada. A modulação vetorial se encarrega de produzir as razões de trabalho das chaves do retificador

de forma a garantir que as correntes chaveadas na entrada apresentem uma componente fundamental deslocada da respectiva tensão na entrada desse ângulo  $\phi_e^*$ . Portanto, a entrada do CM apresentará um FDE igual a  $\cos(\phi_e^*)$ . A seguir, a modulação vetorial do retificador é detalhada.

Considere o conjunto das amostras das tensões nos terminais de entrada do CM, em cada período de chaveamento:

$$\begin{aligned} v_{AN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c) \\ v_{BN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3}) , \\ v_{CN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

em que  $V_e$  e  $\omega_e$  é o valor eficaz e a frequência angular das tensões na entrada do CM, respectivamente. Observa-se que as tensões são ideais e estão na seqüência *abc*.

Determinado o ângulo de deslocamento desejado  $\phi_e^*$  na entrada do CM, define-se as amostras das correntes desejadas nos terminais de entrada do CM, em cada período de chaveamento:

$$\begin{aligned} i_A^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c + \phi_e^*) \\ i_B^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*) , \\ i_C^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*) \end{aligned} \quad (3.3)$$

em que  $I_e$  é o valor eficaz das correntes na entrada do CM. Nesse caso, o FDE desejado no CM é igual a  $\cos(\phi_e^*)$ .

As amostras das correntes desejadas na entrada do CM são transformadas em um único vetor espacial, usando a relação (3.1) [26]:

$$\vec{i}_e^* = \frac{2}{3}(i_A^*[k] + ai_B^*[k] + a^2i_C^*[k]) = \sqrt{2}I_e e^{j\sigma_e} , \quad (3.4)$$

em que  $\vec{i}_e^*$  é o vetor espacial das correntes desejadas na entrada do CM.

O vetor espacial das correntes desejadas na entrada ( $\vec{i}_e^*$ ) está sempre localizado dentro de um setor no hexágono da Fig. 3.3(a). Para produzir esse vetor, são utilizados os vetores ativos adjacentes ao setor onde está localizado  $\vec{i}_e^*$  e os vetores nulos de corrente. As contribuições (pesos) de cada um desses vetores ativos circunvizinhos são calculadas usando a soma vetorial mostrada na Fig. 3.3(b).  $I_\mu$  é sempre o primeiro vetor ativo do setor e  $I_\nu$

é sempre o segundo vetor ativo do setor, quando o hexágono é percorrido no sentido anti-horário. O ângulo  $\gamma_e$  é o ângulo de  $\vec{i}_e^*$  em relação a  $I_\mu$ . É importante ressaltar que o ângulo  $\gamma_e$  é diferente do ângulo  $\sigma_e$ , pois esse último é o ângulo do vetor  $\vec{i}_e^*$  em relação ao eixo real do plano complexo [26].

A partir da soma vetorial da Fig. 3.3(b), é possível determinar os pesos dos vetores ativos  $I_\mu$  e  $I_\nu$  ( $m_\mu$  e  $m_\nu$ ) e os pesos dos vetores nulos de corrente ( $m_{0c}$ ) [26]:

$$m_\mu = \frac{\Delta t_\mu}{T_c} = \frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} \sin(60^\circ - \gamma_e), \quad (3.5)$$

$$m_\nu = \frac{\Delta t_\nu}{T_c} = \frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} \sin(\gamma_e), \quad (3.6)$$

$$m_{0c} = \frac{\Delta t_{0c}}{T_c} = 1 - (m_\mu + m_\nu), \quad (3.7)$$

em que  $\Delta t_\mu$  e  $\Delta t_\nu$  são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores ativos  $I_\mu$  e  $I_\nu$  em um período de chaveamento, respectivamente, e  $\Delta t_{0c}$  é o intervalo de tempo de aplicação dos vetores nulos de corrente ( $I_{0A}$ ,  $I_{0B}$  e  $I_{0C}$ ) em um período de chaveamento.

Como o próprio nome sugere, os vetores nulos de corrente não influenciam o ângulo do vetor  $\gamma_e$  das correntes desejadas na entrada, ou seja, esses vetores nulos são aplicados somente para completar o período de chaveamento. Durante  $\Delta t_{0c}$  podem-se aplicar infinitas combinações dos três vetores nulos de corrente do retificador [67][68].

A amplitude da componente fundamental das correntes na entrada do CM ( $\sqrt{2}I_e$ ) e o valor médio da corrente que flui no barramento CC fictício da Fig. 3.1 ( $I_{pos}$ ) não podem ser controlados e são completamente determinados pela carga e pelas variáveis controláveis do CM (ganho de tensão  $q$  e o FDE). Portanto, a modulação vetorial não tem controle sobre a razão de corrente  $\frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}}$  vista em (3.5) e (3.6) e *Huber e Borojević* sugerem escolher, visando a simplificação,  $\frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} = 1$  [26].

Cada vetor ativo de corrente do hexágono na Fig. 3.3(a) está associado a um par diferente de tensões na entrada conectados aos terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício na Fig. 3.1. Essa associação pode ser vista na Tabela 3.1. É importante ressaltar que os dois vetores

ativos adjacentes a cada setor sempre estão associados a maior tensão na entrada em módulo e a uma outra tensão. Por exemplo, no setor  $I$ , a maior tensão na entrada em módulo é  $v_{AN}$  e os vetores ativos adjacentes  $I_6$  e  $I_1$  estão associados às tensões  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$  e às tensões  $v_{AN}$  e  $v_{CN}$ , respectivamente. Portanto, na modulação vetorial, sempre as duas maiores tensões de linha da entrada em módulo são conectadas ao barramento CC fictício. *Huber e Borojević* determinaram que o valor médio da tensão  $v_{posneg}(t)$ , em cada período de chaveamento, é constante para qualquer setor de corrente e é dado por [26]

$$V_{posneg} = \frac{3}{2}\sqrt{2}V_e \cos \phi_e^* = \frac{3}{2}\sqrt{2}V_e FDE, \quad (3.8)$$

ou seja, a modulação vetorial do retificador, além de controlar o FDE do conversor, produz uma tensão média no barramento CC fictício constante, em cada período de chaveamento [26].

O algoritmo a seguir resume a implementação da modulação vetorial do retificador, no começo de cada período de chaveamento:

1. Realize as amostras das tensões na entrada do conversor, como em (3.2);
2. Escolha o ângulo de deslocamento desejado  $\phi_e^*$  e calcule as amostras das correntes desejadas na entrada, como em (3.3);
3. Calcule o vetor espacial das correntes desejadas usando a relação em (3.4);
4. Localize o setor onde está o vetor  $\vec{i}_e^*$  e calcule os pesos dos vetores ativos adjacentes ( $I_\mu$  e  $I_\nu$ ) e dos vetores nulos de corrente ( $I_{0A}$ ,  $I_{0B}$  e  $I_{0C}$ ) usando (3.5), (3.6) e (3.7).

### 3.1.2 Controle das tensões na saída

A modulação vetorial do inversor da Fig. 3.1 é responsável pelo controle do valor eficaz e da frequência das tensões de linha na saída do CM [26]. Os terminais de saída  $a$ ,  $b$  e  $c$  do inversor podem estar conectados aos terminais  $pos$  e  $neg$  do barramento CC fictício. Isto permite oito ( $2 \times 2 \times 2$ ) possíveis combinações de chaveamento no inversor. Cada uma dessas combinações representa um conjunto de tensões de linha (tensões fase-fase) diferente

na saída do CM, além de um valor de corrente  $i_{pos}$  diferente que flui no barramento CC fictício.

A Tabela 3.2 mostra todas as oito possíveis combinações de chaveamento do inversor. Para cada combinação, é detalhado o valor das tensões de linha na saída  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$ , além da corrente do barramento CC fictício  $i_{pos}$ .

Tabela 3.2: Possíveis combinações de chaveamento no inversor (controle das tensões na saída).

Vetor	a	b	c	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	$i_{pos}$	$ \vec{v}_s $	$\sigma_s$
$V_0$	neg	neg	neg	0	0	0	0	0	—
$V_1$	pos	neg	neg	$V_{posneg}$	0	$-V_{posneg}$	$i_a$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{\pi}{6}$
$V_2$	pos	pos	neg	0	$V_{posneg}$	$-V_{posneg}$	$-i_c$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{\pi}{2}$
$V_3$	neg	pos	neg	$-V_{posneg}$	$V_{posneg}$	0	$i_b$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{5\pi}{6}$
$V_4$	neg	pos	pos	$-V_{posneg}$	0	$V_{posneg}$	$-i_a$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{7\pi}{6}$
$V_5$	neg	neg	pos	0	$-V_{posneg}$	$V_{posneg}$	$i_c$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{3\pi}{2}$
$V_6$	pos	neg	pos	$V_{posneg}$	$-V_{posneg}$	0	$-i_b$	$\frac{2}{\sqrt{3}} V_{posneg}$	$\frac{11\pi}{6}$
$V_7$	pos	pos	pos	0	0	0	0	0	—

Na modulação vetorial do inversor, cada combinação de chaveamento está associada a um vetor espacial estacionário de tensão no plano complexo [26]. Para determinar o módulo e o ângulo desses vetores espaciais, é necessário usar a seguinte transformação nas tensões de linha na saída do conversor [26]:

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3}(v_{ab} + av_{bc} + a^2v_{ca}) = |\vec{v}_s|e^{j\sigma_s}, \quad (3.9)$$

em que  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  são as tensões de linha na saída,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  é operador unitário de deslocamento angular de  $120^\circ$  e  $\sigma_s$  é a posição angular do vetor espacial de tensão  $\vec{v}_s$  no plano complexo.

A Tabela 3.2 também detalha o módulo, o ângulo e o nome de cada vetor espacial de tensão associado a uma combinação de chaveamento do inversor. Observa-se que os oito vetores espaciais de tensão são divididos em seis vetores espaciais ativos ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  e  $V_6$ ) e dois vetores espaciais nulos ( $V_0$  e  $V_7$ ). O hexágono com a posição dos seis vetores espaciais ativos de tensão no plano complexo pode ser visto na Fig. 3.4(a). Os

terminais do barramento CC fictício que estão conectados aos terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$  de saída (Fig. 3.1) determinam o vetor espacial de tensão que está sendo aplicado no inversor, ou seja, qualquer vetor espacial de tensão pode ser representado por  $V_X(a, b, c)$ , em que  $X = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 \text{ ou } 7\}$  e os três termos nos parênteses são os terminais do barramento CC fictício que estão conectados aos terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente. O triângulo equilátero compreendido entre dois vetores ativos de tensão do hexágono define um setor de tensão. É possível observar, na Fig. 3.4(a), que existem três pares de setores espelhados: o par  $I$  e  $IV$ , o par  $II$  e  $V$  e o par  $III$  e  $VI$ . Em cada par de setores, uma tensão de linha de saída diferente apresenta o maior valor absoluto entre as três tensões de linha: no par  $I$  e  $IV$  é a tensão  $v_{ab}$ , no par  $II$  e  $V$  é a tensão  $v_{ca}$  e no par  $III$  e  $VI$  é a tensão  $v_{bc}$ .

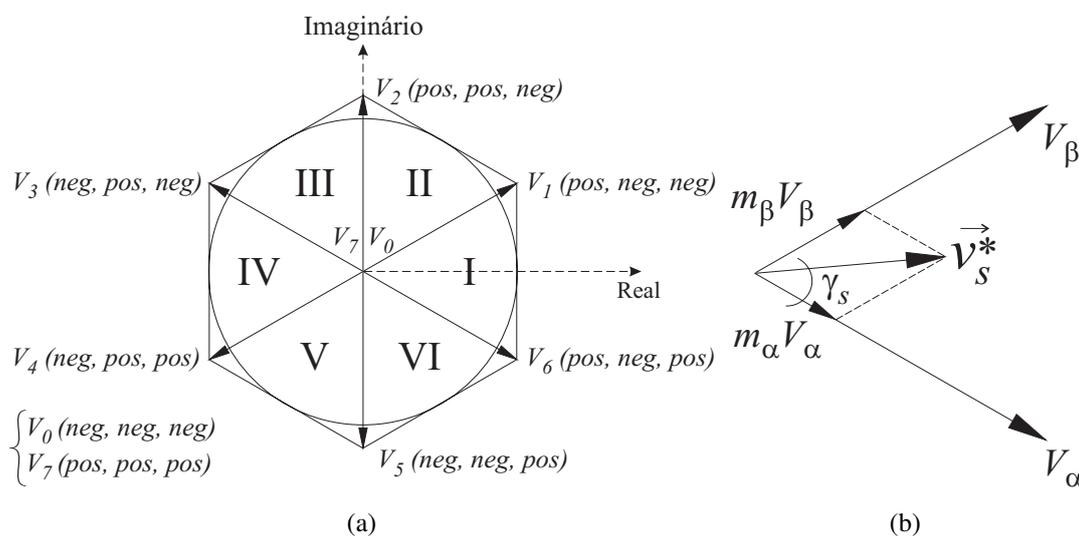


Figura 3.4: Modulação vetorial do inversor: (a) hexágono dos vetores espaciais ativos e nulos do inversor; (b) exemplo da soma de vetores usada para sintetizar o vetor espacial composto pelas tensões de linha desejadas na carga.

O controle das tensões de linha na modulação vetorial do inversor é obtido ao definir tensões de linha desejadas na saída do conversor. A modulação vetorial se encarrega de produzir as razões de trabalho das chaves do inversor de forma a garantir que as tensões chaveadas entre os terminais de saída apresentem uma componente fundamental com o valor eficaz desejado e a frequência desejada. A seguir, a modulação vetorial do inversor é detalhada.

Considere o conjunto das amostras das tensões de linha desejadas nos terminais de saída do CM, em cada período de chaveamento:

$$\begin{aligned} v_{ab}^*[k] &= \sqrt{6}V_s \cos(\omega_s k T_c + \frac{\pi}{6}) \\ v_{bc}^*[k] &= \sqrt{6}V_s \cos(\omega_s k T_c - \frac{\pi}{2}) \quad , \\ v_{ca}^*[k] &= \sqrt{6}V_s \cos(\omega_s k T_c + \frac{5\pi}{6}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

em que  $V_s$  é o valor eficaz desejado e  $\omega_s$  é a frequência angular desejada das tensões fase-neutro na carga do CM, respectivamente. Observa-se que as tensões de linha estão na seqüência  $abc$ .

As amostras das tensões de linha desejadas na carga do CM são transformadas em um único vetor espacial, usando a relação (3.9) [26]:

$$\vec{v}_s^* = \frac{2}{3}(v_{ab}^*[k] + av_{bc}^*[k] + a^2v_{ca}^*[k]) = \sqrt{6}V_s e^{j\sigma_s}, \quad (3.11)$$

em que  $\vec{v}_s^*$  é o vetor espacial das tensões de linha desejadas na carga do CM.

O vetor espacial das tensões de linha desejadas na carga ( $\vec{v}_s^*$ ) está sempre localizado dentro de um setor no hexágono da Fig. 3.4(a). Para produzir esse vetor, são utilizados os vetores ativos adjacentes ao setor onde está localizado  $\vec{v}_s^*$  e os vetores nulos de tensão. As contribuições (pesos) de cada um desses vetores ativos circunvizinhos são calculadas usando a soma vetorial mostrada na Fig. 3.4(b).  $V_\alpha$  é sempre o primeiro vetor ativo do setor e  $V_\beta$  é sempre o segundo vetor ativo do setor, quando o hexágono é percorrido no sentido anti-horário. O ângulo  $\gamma_s$  é o ângulo de  $\vec{v}_s^*$  em relação a  $V_\alpha$ . É importante ressaltar que o ângulo  $\gamma_s$  é diferente do ângulo  $\sigma_s$ , pois esse último é o ângulo do vetor  $\vec{v}_s^*$  em relação ao eixo real do plano complexo [26].

A partir da soma vetorial da Fig. 3.4(b), é possível determinar os pesos dos vetores ativos  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  ( $m_\alpha$  e  $m_\beta$ ) e os pesos dos dois vetores nulos de corrente ( $m_{0v}$ ) [26]:

$$m_\alpha = \frac{\Delta t_\alpha}{T_c} = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(60^\circ - \gamma_s), \quad (3.12)$$

$$m_\beta = \frac{\Delta t_\beta}{T_c} = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(\gamma_s), \quad (3.13)$$

$$m_{0v} = \frac{\Delta t_{0v}}{T_c} = 1 - (m_\alpha + m_\beta), \quad (3.14)$$

em que  $\Delta t_\alpha$  e  $\Delta t_\beta$  são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores ativos  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  em um período de chaveamento, respectivamente, e  $\Delta t_{0v}$  é o intervalo de tempo de aplicação dos vetores nulos de tensão ( $V_0$  e  $V_7$ ) em um período de chaveamento.

Como o próprio nome sugere, os vetores nulos de tensão não influenciam o valor eficaz das tensões desejadas na carga, ou seja, esses vetores nulos são aplicados somente para completar o período de chaveamento. Durante  $\Delta t_{0v}$  podem-se aplicar infinitas combinações dos dois vetores nulos de tensão do inversor [67][68].

Cada vetor ativo de tensão do hexágono na Fig. 3.4(a) está associado a um conjunto diferente de tensões de linha na carga do inversor na Fig. 3.1. Essa associação pode ser vista na Tabela 3.1. É importante ressaltar que cada par de vetores ativos opostos está sempre associado a maior corrente na carga, em módulo. Por exemplo, no par de vetores ativos opostos  $V_1$  e  $V_4$ , a corrente que flui no barramento CC fictício é a corrente da fase  $a$ , que é a maior corrente na carga, em módulo, na faixa de  $30^\circ$  em torno de  $V_1$  e  $V_4$ . Portanto, na modulação vetorial, sempre as duas maiores correntes na carga, em módulo, estão fluindo no barramento CC fictício. *Huber e Borojević* determinaram que o valor médio da corrente  $i_{pos}(t)$ , em cada período de chaveamento, é constante para qualquer setor de corrente e é dado por [26]

$$I_{pos} = \sqrt{2}qI_s \frac{\cos \phi_c}{\cos \phi_e^*} = \sqrt{2}qI_s \frac{FDS}{FDE}, \quad (3.15)$$

em que  $q = \frac{V_s}{V_e}$  é o ganho de tensão do conversor e  $\phi_c$  é o ângulo da impedância da carga ( $FDS = \cos \phi_c$ ). Portanto, a modulação vetorial do inversor, além de controlar as tensões de linha na saída do conversor, produz uma corrente média no barramento CC fictício constante, em cada período de chaveamento [26].

O algoritmo a seguir resume a implementação da modulação vetorial do inversor, no começo de cada período de chaveamento:

1. Calcule as amostras das tensões de linha desejadas na carga do conversor, como em (3.10);

2. Calcule a tensão média  $V_{posneg}$  usando (3.8);
3. Calcule o vetor espacial das tensões de linha desejadas na carga usando a relação em (3.11);
4. Localize o setor onde está o vetor  $\vec{v}_s^*$  e calcule os pesos dos vetores ativos adjacentes ( $V_\alpha$  e  $V_\beta$ ) e dos vetores nulos de corrente ( $V_0$  e  $V_7$ ) usando (3.12), (3.13) e (3.14).

### 3.1.3 Controle simultâneo do FDE e das tensões na saída

As implementações da modulação vetorial no retificador e no inversor, vistas nas seções 3.1.1 e 3.1.2, só são válidas para a topologia retificador-barramento CC fictício-inversor (Fig. 3.1). Portanto, é necessária uma adaptação desses controles para a topologia do CM  $3 \times 3$  (Fig. 3.2). Essa adaptação é conhecida na literatura como controle simultâneo [26][67][68], pois o FDE e as tensões de linha na saída são controlados simultaneamente nos CM.

*Huber e Borojević* propuseram, como forma de adaptação, combinar a modulação vetorial do retificador com a do inversor através do produto de cada um dos pesos dos vetores ativos de corrente ( $m_\mu$  e  $m_\nu$ ) por cada um dos pesos dos vetores ativos de tensão ( $m_\alpha$  e  $m_\beta$ ) [26]. Cada produto cruzado corresponde a um novo peso e um novo tempo de aplicação de vetores, no qual o vetor ativo de corrente e de tensão são aplicados simultaneamente no retificador e no inversor, respectivamente. Como em cada modulação vetorial são aplicados dois vetores ativos ( $I_\mu$  e  $I_\nu$  no retificador e  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  no inversor), após a combinação das duas modulações são encontrados quatro novos pesos para os vetores ativos ( $m_{\alpha\mu}$ ,  $m_{\beta\mu}$ ,  $m_{\beta\nu}$  e

$m_{\alpha v}$ ) e um peso para os vetores nulos ( $m_0$ ) [26]:

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{\alpha\mu} = \frac{\Delta t_{\alpha\mu}}{T_c} = m_\alpha \cdot m_\mu = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_e) \\ m_{\beta\mu} = \frac{\Delta t_{\beta\mu}}{T_c} = m_\beta \cdot m_\mu = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(\gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_e) \\ m_{\beta v} = \frac{\Delta t_{\beta v}}{T_c} = m_\beta \cdot m_v = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(\gamma_v) \sin(\gamma_e) \\ m_{\alpha v} = \frac{\Delta t_{\alpha v}}{T_c} = m_\alpha \cdot m_v = \frac{\sqrt{6}V_s}{V_{posneg}} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(\gamma_e) \\ m_0 = \frac{\Delta t_0}{T_c} = 1 - (m_{\alpha\mu} + m_{\beta\mu} + m_{\beta v} + m_{\alpha v}) \end{array} \right. , \quad (3.16)$$

em que  $\Delta t_{\alpha\mu}$ ,  $\Delta t_{\beta\mu}$ ,  $\Delta t_{\beta v}$  e  $\Delta t_{\alpha v}$  são os intervalos de tempo de aplicação dos conjuntos de vetores ativos  $I_\mu - V_\alpha$ ,  $I_\mu - V_\beta$ ,  $I_v - V_\beta$  e  $I_v - V_\alpha$ , respectivamente.

O padrão de chaveamento proposto por *Huber e Borojević* define a seqüência de aplicação dos conjuntos de vetores ativos e nulos, em cada período de chaveamento, que é esta:  $(I_\mu - V_\alpha) \rightarrow (I_\mu - V_\beta) \rightarrow (I_v - V_\beta) \rightarrow (I_v - V_\alpha) \rightarrow (I_{0A} \text{ ou } I_{0B} \text{ ou } I_{0C})$ . Na técnica de *Huber e Borojević*, é escolhido o vetor nulo de corrente que garante o menor número de comutações na transição do último vetor ativo ( $I_v - V_\alpha$ ) para o vetor nulo, no padrão de chaveamento.

Cada conjunto possível de vetores ativos corresponde a uma possível combinação de chaveamento no CM. Por exemplo, no conjunto  $I_6 - V_6$ ,  $I_6$  define que os terminais *pos* e *neg* estão conectados aos terminais de entrada *A* e *B*, respectivamente, (Tabela 3.1) e  $V_6$  define que os terminais de saída *a*, *b* e *c* estão conectados aos terminais *pos*, *neg* e *pos*, respectivamente (Tabela 3.2). Portanto, no conjunto  $I_6 - V_6$ , os terminais de saída *a*, *b* e *c* estão conectados aos terminais de entrada *A*, *B* e *A*, que é uma combinação de chaveamento do CM (Tabela 2.1).

Para clarificar o controle simultâneo da técnica de *Huber e Borojević*, considere o seguinte exemplo: no controle do FDE, o vetor espacial  $\vec{i}_c^*$  está localizado no setor de corrente *I*. Os dois vetores ativos de corrente adjacentes são  $I_\mu = I_6$  e  $I_v = I_1$ . No controle das tensões da saída, o vetor espacial  $\vec{v}_s^*$  também está localizado no setor de

tensão  $I$ . Os dois vetores ativos de tensão adjacentes são  $V_\alpha = V_6$  e  $V_\beta = V_1$ . Após o cálculo dos pesos  $m_\mu$ ,  $m_\nu$ ,  $m_\alpha$  e  $m_\beta$ , o controle simultâneo é realizado e chega-se ao seguinte padrão de chaveamento:  $(I_6 - V_6) \rightarrow (I_6 - V_1) \rightarrow (I_1 - V_1) \rightarrow (I_1 - V_6) \rightarrow$  vetor nulo. O tempo de aplicação de cada conjunto de vetores ativos pode ser calculado em (3.16). Como cada conjunto de vetores ativos é uma combinação de chaveamento do CM, o padrão de chaveamento pode ser reescrito da seguinte forma:  $(ABA) \rightarrow (ABB) \rightarrow (ACC) \rightarrow (ACA) \rightarrow$  vetor nulo, em que cada tríplice corresponde aos terminais de entrada em que estão conectados os terminais de saída  $abc$ . Para garantir o menor número de comutações na transição do último vetor ativo  $(ACA)$  para o vetor nulo, escolhe-se o vetor nulo  $I_{0A} = (AAA)$ . Desta forma, completa-se o padrão de chaveamento neste exemplo:  $(ABA) \rightarrow (ABB) \rightarrow (ACC) \rightarrow (ACA) \rightarrow (AAA)$  [26]. No exemplo específico, ocorrem seis comutações no CM, em cada período de chaveamento.

Mais detalhes sobre a técnica de *Huber e Borojević* podem ser encontrados em [5][26][63][67][68].

### 3.2 Modulação Escalar de Alesina e Venturini (AV)

A primeira técnica de modulação com FTD para CM, capaz de controlar o FDE e as tensões na saída simultaneamente, foi proposta por *Venturini* em 1980 [37][38]. Nessa técnica de modulação, o conversor foi capaz de produzir tensões na saída com frequência e amplitudes controláveis. Entretanto, essa técnica possui duas grandes desvantagens: o ganho máximo de tensão está limitado a 50% e o FDE pode assumir somente dois valores possíveis,  $FDE = \pm FDS$  [37][38]. Em 1981, *Alesina* e *Venturini* implementaram uma técnica de modulação mais refinada, capaz de controlar o FDE dentro da faixa  $FDE \leq FDS$ , mas o ganho máximo de tensão dessa técnica ainda está limitado a 50% [39]. Em 1988, *Alesina* e *Venturini* implementaram as últimas melhorias na técnica de modulação de 1981. Com essas melhorias, a técnica de modulação é capaz de controlar o FDE numa faixa irrestrita de valores e possui o ganho de tensão máximo de  $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$  [40][41]. A seguir, a técnica de modulação de *Alesina* e *Venturini* de 1988 é resumida.

A técnica de modulação de *Alesina* e *Venturini* naturalmente consegue o FDE unitário, ou seja,  $\phi_e = 0^\circ$ . Para ser possível o controle do FDE nessa técnica, é necessário definir um conjunto de tensões fictícias deslocadas de um ângulo  $\phi_e^*$  das tensões na entrada reais do CM. A explicação é simples: se as amostras das tensões reais na entrada do CM são usadas para calcular as razões de trabalho das chaves, o FDE unitário é naturalmente alcançado e, se as amostras das tensões fictícias são usadas para calcular as razões de trabalho das chaves, obtém-se um  $FDE = \cos(\phi_e^*)$ , pois as correntes na entrada estarão em fase com as respectivas tensões fictícias, que, por sua vez, estão deslocadas de um ângulo  $\phi_e^*$  em relação às tensões reais na entrada do CM [5][40][41].

Considerando o conjunto das amostras das tensões nos terminais de entrada do CM, em cada período de chaveamento, como sendo

$$\begin{aligned} v_{AN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c) \\ v_{BN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3}) , \\ v_{CN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

define-se o conjunto das amostras das tensões fictícias deslocadas das tensões na entrada do CM, em cada período de chaveamento:

$$\begin{aligned} v_{AN}^f[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c - \phi_e^*) \\ v_{BN}^f[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3} - \phi_e^*) . \\ v_{CN}^f[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3} - \phi_e^*) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Na técnica de *Alesina* e *Venturini*, se as tensões  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  forem senoidais trifásicas equilibradas, o ganho de tensão máximo alcançado é de 50%. Para alcançar o ganho de tensão máximo do CM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ ) na técnica de *Alesina* e *Venturini*, é necessário acrescentar, às componentes senoidais de  $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  e  $v_{cN}$ , uma componente de modo comum proposta pelos próprios autores [40][41]. Essa componente de modo comum possui uma parcela senoidal na tripla frequência das tensões na entrada e uma parcela senoidal na tripla frequência das tensões desejadas na carga.

Define-se o conjunto das tensões desejadas na saída do CM que garante que o ganho de

tensão máximo de  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  [40][41]:

$$\begin{aligned} v_{aN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \\ v_{bN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) . \\ v_{cN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Como a técnica de *Alesina* e *Venturini* é uma técnica de modulação com FTD, as razões de trabalho das chaves do CM são determinadas diretamente da topologia de um CM  $3 \times 3$ , visto na Fig. 3.2. A expressão analítica das razões de trabalho das chaves  $S_{Kj}$  é expressa por [5]:

$$m_{Kj}[k] = \frac{1}{3} \left\{ 1 + \frac{v_{KN}^f[k]v_{jN}^*[k]}{V_e^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_e kT_c + \beta_K) \sin(3\omega_e kT_c) \right\}, \quad (3.20)$$

em que  $v_{KN}^f[k]$  é a tensão fictícia deslocada da tensão  $v_{KN}[k]$  na entrada,  $v_{jN}^*[k]$  é a tensão desejada na saída do CM e  $\beta_K = \{0, \frac{-2\pi}{3} \text{ e } \frac{2\pi}{3}\}$ , para  $K = \{A, B \text{ e } C\}$ .

O padrão de chaveamento proposto por *Alesina* e *Venturini* para uma fase de saída  $j$  qualquer ( $j = \{a, b \text{ ou } c\}$ ) é o seguinte:  $S_{Aj} \rightarrow S_{Bj} \rightarrow S_{Cj}$ .

Mais detalhes sobre a técnica de *Alesina* e *Venturini* podem ser encontrados em [5][40][41][63][69][70].

### 3.3 Modulação Escalar de Rodríguez

A técnica de modulação de *Rodríguez* surgiu em 1983 [42], pouco tempo depois da primeira versão da técnica de modulação de *Alesina* e *Venturini*. Ao contrário da técnica de *Alesina* e *Venturini*, a técnica de *Rodríguez* é com FTI, ou seja, utiliza a topologia do retificador-barramento CC fictício-inversor (Fig. 3.1) para definir as razões de trabalho das chaves do CM. Mesmo sendo uma técnica essencialmente analógica, podendo ser implementada sem a necessidade de um controlador digital, é comum utilizar, atualmente, controladores digitais para emular o comportamento analógico da técnica de *Rodríguez*, devido à facilidade e à praticidade de tais controladores.

Ao contrário das técnicas apresentadas anteriormente, a técnica de *Rodríguez* não possui

a capacidade de controlar o FDE, ou seja, o FDE permanece sempre unitário. As únicas variáveis controláveis nessa técnica são as tensões desejadas na saída do CM (valor eficaz e frequência) [69][70]. A seguir, a técnica de modulação de *Rodríguez* é resumida.

A técnica de *Rodríguez* procura emular o comportamento da topologia retificador a diodos-barramento CC-inversor nos CM [42]. No retificador trifásico a diodos, sempre a maior tensão de linha da entrada é conectada no barramento CC. Para reproduzir o comportamento do retificador a diodos no retificador da Fig. 3.1, a maior tensão na entrada sempre é conectada ao terminal *pos* e a menor tensão na entrada sempre é conectada ao terminal *neg* do barramento CC fictício, garantindo que a tensão  $v_{posneg}(t)$  seja sempre a maior tensão de linha da entrada [42]. Enquanto na técnica vetorial de *Huber e Borojević* as duas maiores tensões de linha da entrada são aplicadas no barramento CC fictício, em cada período de chaveamento, na técnica de *Rodríguez* somente a maior delas é aplicada. Portanto, a tensão  $v_{posneg}(t)$  na técnica de *Rodríguez* possui ondulações indesejadas na sexta frequência das tensões na entrada [35][36]. Essas ondulações podem ser vistas na Fig. 3.5. O valor médio da tensão do barramento CC fictício, em um período das tensão na entrada, na técnica de *Rodríguez* é igual a  $V_{posng} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V_e$  [5]. Esse valor médio é utilizado no inversor da Fig. 3.1 para produzir as tensões na carga.

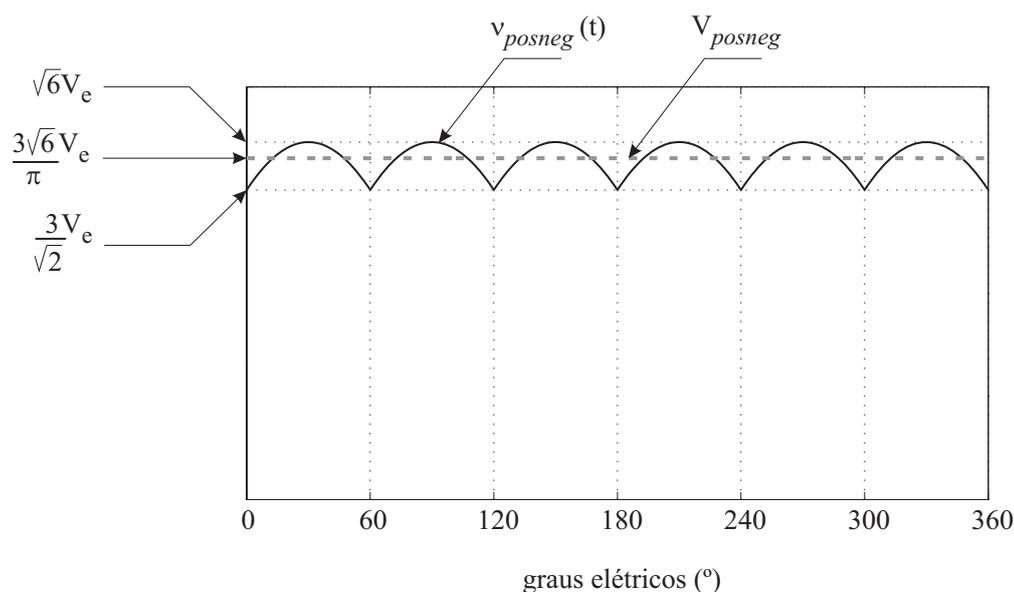


Figura 3.5: A tensão do barramento CC fictício na técnica de *Rodríguez*: valor instantâneo (linha contínua preta); valor médio (linha tracejada cinza).

Na técnica de *Rodríguez*, é implementada a clássica modulação seno-triângulo no inversor. Na modulação seno-triângulo, as tensões senoidais trifásicas equilibradas desejadas na carga, chamadas de sinais modulantes, são comparadas com uma onda triangular, chamada de onda portadora, de amplitude igual a  $V_{posneg} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V_e$  e de frequência igual a frequência de chaveamento ( $f_c$ ) do conversor. A comparação da tensão desejada na saída  $j$  com a portadora triangular define os sinais de disparo e bloqueio do braço  $j$  do inversor. Se a tensão desejada  $v_{jN}^*$  for maior que a portadora triangular, então conecte o terminal de saída  $j$  ao terminal *pos* do barramento CC fictício; se  $v_{jN}^*$  for menor que a portadora triangular, então conecte o terminal de saída  $j$  ao terminal *neg* do barramento CC fictício. A mesma lógica vale para os outros terminais de saída [1].

A máxima amplitude das tensões na saída na região linear de modulação é igual a  $\frac{V_{posneg}}{2}$ . Portanto, o maior valor eficaz das tensões na saída é igual a  $\frac{V_{posneg}}{2\sqrt{2}}$  [1]. Substituindo o valor de  $V_{posneg}$ , encontrado na Fig. 3.5, na equação anterior, encontra-se que  $q_{max} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \approx 82,7\%$ , ou seja, o ganho máximo de tensão para a técnica de *Rodríguez* é de 82,7%, menor que o limite intrínseco do ganho de tensão do CM [5].

Entretanto, na prática, verificou-se que o ganho máximo de tensão para a técnica de *Rodríguez* é de 75%, pois, como a tensão do barramento CC fictício não é constante (Fig. 3.5), se o ganho de tensão for maior que 75%, haverá momentos em que as tensões desejadas na saída são maiores do que a tensão do barramento CC fictício [69][70].

### 3.4 Modulação Escalar Generalizada Proposta

O objetivo deste trabalho é propor uma estratégia de modulação escalar generalizada que permita controlar os três graus de liberdade existentes no modelo do CM  $3 \times 3$ , discutidos no Capítulo 2. Posteriormente, a estratégia generalizada é utilizada com a finalidade de emular as três técnicas PWM discutidas nas seções anteriores, mostrando a capacidade de generalização da mesma. A partir da estratégia generalizada, são propostas três novas técnicas PWM com o objetivo de reduzir tanto o conteúdo harmônico das tensões e das correntes como reduzir as perdas por chaveamento nos CM [69][70].

A modulação generalizada utiliza a FTI e a topologia retificador-barramento CC fictício-inversor (Fig. 3.1) para explorar os três graus de liberdade dos CM. Ao contrário da técnica de *Huber e Borojević*, o controle do FDE no retificador e o controle das tensões na saída no inversor são essencialmente escalares, ou seja, não é utilizada a teoria de vetores espaciais para controlar as variáveis do CM. As técnicas escalares são mais simples de compreender e implementar quando comparadas às técnicas vetoriais. Essa é a grande vantagem da generalização proposta neste trabalho quando comparada à generalização proposta por *Casadei et al.*, que é essencialmente vetorial [63].

O desenvolvimento da modulação escalar generalizada está dividido nas seguintes partes:

1. Controle do FDE: modulação escalar no retificador da Fig. 3.1;
2. Controle das tensões na saída: modulação escalar no inversor da Fig. 3.1;
3. Controle simultâneo do FDE e das tensões na saída: adaptação das modulações escalares no retificador e no inversor para a topologia do CM  $3 \times 3$  (Fig. 3.2).

#### 3.4.1 Controle do FDE

Na modulação escalar generalizada, o controle do FDE é obtido ao definir correntes desejadas na entrada deslocadas de um ângulo  $\phi_e^*$  das respectivas tensões na entrada, igualmente à técnica de *Huber e Borojević*. A grande diferença é que uma técnica de modulação **escalar**, ao invés de uma vetorial, é que se encarrega de produzir as razões de trabalho das chaves do retificador da Fig. 3.1, de forma a garantir que as correntes chaveadas na entrada apresentem uma componente fundamental deslocada de um ângulo  $\phi_e^*$  em relação à respectiva tensão na entrada. Portanto, a entrada do CM apresentará um FDE igual a  $\cos(\phi_e^*)$ .

Considere o conjunto das amostras das tensões nos terminais de entrada do CM, em cada

período de chaveamento:

$$\begin{aligned} v_{AN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c) \\ v_{BN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3}) , \\ v_{CN}[k] &= \sqrt{2}V_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Determinado o ângulo de deslocamento desejado  $\phi_e^*$  na entrada do CM, define-se as amostras das correntes desejadas nos terminais de entrada do CM, em cada período de chaveamento:

$$\begin{aligned} i_A^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c + \phi_e^*) \\ i_B^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*) , \\ i_C^*[k] &= \sqrt{2}I_e \cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Pode ser visto na Fig. 3.1 que, para sintetizar a corrente desejada em um terminal de entrada  $K$  qualquer ( $K = \{A, B \text{ e } C\}$ ), são utilizadas as chaves  $S_K$  e  $\bar{S}_K$  do retificador. Quatro possíveis combinações dessas duas chaves podem ser obtidas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Combinação (10): } S_K(t) = 1 \text{ e } \bar{S}_K(t) = 0 \Rightarrow i_K(t) = I_{pos} \\ \text{Combinação (01): } S_K(t) = 0 \text{ e } \bar{S}_K(t) = 1 \Rightarrow i_K(t) = -I_{pos} \\ \text{Combinação (00): } S_K(t) = 0 \text{ e } \bar{S}_K(t) = 0 \Rightarrow i_K(t) = 0 \\ \text{Combinação (11): } S_K(t) = 1 \text{ e } \bar{S}_K(t) = 1 \Rightarrow i_A(t) = i_B(t) = i_C(t) = 0 \end{array} \right. , \quad (3.23)$$

em que  $S_K(t)$  e  $\bar{S}_K(t)$  são as funções de chaveamento das chaves  $S_K$  e  $\bar{S}_K$ , respectivamente. A combinação (11) só é utilizada para completar o período de chaveamento, depois que as correntes desejadas nas três fases foram sintetizadas, pois essa combinação é responsável por tornar nula as correntes das três fases de entrada. A combinação (11) também é conhecida como vetor nulo de corrente, como visto na seção 3.1.

Em cada período de chaveamento, duas das três primeiras combinações em (3.23) são utilizadas para sintetizar a corrente desejada no terminal de entrada  $K$  ( $i_K^*$ ). A regra de modulação é esta: se  $i_K^*[k] \geq 0$ , as combinações (10) e (00) são utilizadas; se  $i_K^*[k] < 0$ , as combinações (01) e (00) são utilizadas. Desta forma, se  $i_K^*[k]$  estiver no semi-ciclo positivo, as correntes  $i_K(t) = I_{pos}$  e  $i_K(t) = 0$  são usadas para sintetizá-la e, se  $i_K^*[k]$  estiver no semi-ciclo negativo, as correntes  $i_K(t) = -I_{pos}$  e  $i_K(t) = 0$  são usadas para sintetizá-la. O

tempo de aplicação de cada combinação é calculado de forma que a média da corrente  $i_K(t)$ , no período de chaveamento, seja igual a corrente desejada  $i_K^*[k]$ .

Se a corrente desejada na entrada for positiva ( $i_K^*[k] \geq 0$ ), as combinações (10) e (00) são utilizadas. Das duas combinações, a combinação (10) é a única que contribui para tornar o valor médio de  $i_K(t)$  maior que zero. Igualando o valor médio de  $i_K(t)$ , no período de chaveamento, ao valor desejado  $i_K^*[k]$ , chega-se a

$$i_K^*[k] = \frac{\Delta t_{10}}{T_c} I_{pos} = m_{10} I_{pos}, \quad (3.24)$$

em que  $\Delta t_{10}$  é o intervalo de tempo de aplicação da combinação (10), no período de chaveamento, e  $m_{10}$  é o peso correspondente. Portanto, o peso e o tempo de aplicação da combinação (10) são encontrados:

$$m_{10} = \frac{\Delta t_{10}}{T_c} = \frac{i_K^*[k]}{I_{pos}} = \frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}. \quad (3.25)$$

Durante o restante do período de chaveamento, a combinação (00) é aplicada na fase  $K$  do retificador. Na combinação (10), somente a chave  $S_K$  permanece fechada e, na combinação (00), ambas as chaves ( $S_K$  e  $\bar{S}_K$ ) permanecem abertas. Portanto, o tempo que  $S_K$  permanece fechada é igual ao tempo de aplicação da combinação (10) e o tempo que  $\bar{S}_K$  permanece fechada é igual a zero. Em resumo, se a corrente desejada na entrada for positiva ( $i_K^*[k] \geq 0$ ), a razão de trabalho da chave  $S_K$  é igual a  $\frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}$  e a razão de trabalho da chave  $\bar{S}_K$  é igual a zero.

A mesma lógica vista anteriormente para  $i_K^*[k] \geq 0$  é repetida para  $i_K^*[k] < 0$ . Se a corrente desejada na entrada for negativa ( $i_K^*[k] < 0$ ), as combinações (01) e (00) são utilizadas. Das duas combinações, a combinação (01) é a única que contribui para tornar o valor médio de  $i_K(t)$  menor que zero. Igualando o valor médio de  $i_K(t)$ , no período de chaveamento, ao valor desejado  $i_K^*[k]$ , chega-se a

$$i_K^*[k] = \frac{\Delta t_{01}}{T_c} (-I_{pos}) = m_{01} (-I_{pos}), \quad (3.26)$$

em que  $\Delta t_{01}$  é o intervalo de tempo de aplicação da combinação (01), no período de chaveamento, e  $m_{01}$  é o peso correspondente. Portanto, o peso e o tempo de aplicação

da combinação (01) são encontrados:

$$m_{01} = \frac{\Delta t_{01}}{T_c} = -\frac{i_K^*[k]}{I_{pos}} = \frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}. \quad (3.27)$$

Durante o restante do período de chaveamento, a combinação (00) é aplicada na fase  $K$  do retificador. Na combinação (01), somente a chave  $\overline{S}_K$  permanece fechada e, na combinação (00), ambas as chaves ( $S_K$  e  $\overline{S}_K$ ) permanecem abertas. Portanto, o tempo que  $\overline{S}_K$  permanece fechada é igual ao tempo de aplicação da combinação (01) e o tempo que  $S_K$  permanece fechada é igual a zero. Em resumo, se a corrente desejada na entrada for negativa ( $i_K^*[k] < 0$ ), a razão de trabalho da chave  $S_K$  é igual a zero e a razão de trabalho da chave  $\overline{S}_K$  é igual a  $\frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}$ .

Pela regra de modulação vista anteriormente, deduz-se que sempre uma chave do braço  $K$  tem a razão de trabalho igual a  $\frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}$  e a outra chave tem razão de trabalho nula. É o sinal da corrente desejada  $i_K^*[k]$  que determina qual chave terá razão de trabalho nula e qual chave terá razão de trabalho igual a  $\frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}$ .

A regra de modulação aplicada para o braço  $K$  do retificador é a mesma para todos os outros braços. Substituindo o valor da corrente  $i_K^*[k]$ , definida em (3.22), na razão de trabalho  $\frac{|i_K^*[k]|}{I_{pos}}$ , é possível encontrar as razões de trabalho das chaves do retificador trifásico:

$$\begin{aligned} m_A &= \frac{\Delta t_A}{T_c} = \frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} |\cos(\omega_e k T_c + \phi_e^*)| \\ m_B &= \frac{\Delta t_B}{T_c} = \frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} |\cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*)|, \\ m_C &= \frac{\Delta t_C}{T_c} = \frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} |\cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*)| \end{aligned} \quad (3.28)$$

em que  $m_K$  ( $K = \{A, B \text{ e } C\}$ ) é a razão de trabalho de uma das duas chaves do braço  $K$  do retificador ( $S_K$  ou  $\overline{S}_K$ ). Se  $i_K^*[k] \geq 0$ ,  $m_K$  é a razão de trabalho da chave  $S_K$  e, se  $i_K^*[k] < 0$ ,  $m_K$  é a razão de trabalho da chave  $\overline{S}_K$ . A razão de trabalho da outra chave do mesmo braço é igual a zero.

Pelos mesmos motivos explicados na seção 3.1, sugere-se escolher  $\frac{\sqrt{2}I_e}{I_{pos}} = 1$  na relação (3.28). Desta forma, as razões de trabalho das chaves do retificador podem ser reescritas de

forma simplificada:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{\Delta t_A}{T_c} = |\cos(\omega_e k T_c + \phi_e^*)| \\
 m_B &= \frac{\Delta t_B}{T_c} = |\cos(\omega_e k T_c - \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*)| \cdot \\
 m_C &= \frac{\Delta t_C}{T_c} = |\cos(\omega_e k T_c + \frac{2\pi}{3} + \phi_e^*)|
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Os valores  $\Delta t_A$ ,  $\Delta t_B$  e  $\Delta t_C$  em (3.29) podem ser interpretados como os intervalos de tempo durante os quais os terminais de entrada  $A$ ,  $B$  e  $C$  permanecem conectados a um dos terminais do barramento CC fictício (terminal *pos* ou *neg*), respectivamente. São as polaridades das correntes desejadas na entrada  $i_A^*[k]$ ,  $i_B^*[k]$  e  $i_C^*[k]$  que determinam em qual terminal do barramento CC fictício ficará conectado cada um dos terminais de entrada  $A$ ,  $B$  e  $C$ , respectivamente. Por exemplo, se a corrente  $i_A^*[k]$  é negativa, então o terminal de entrada  $A$  permanece conectado ao terminal *neg* durante o intervalo de tempo  $\Delta t_A$ . Em outro exemplo, se a corrente  $i_C^*[k]$  é positiva, então o terminal de entrada  $C$  permanece conectado ao terminal *pos* durante o intervalo de tempo  $\Delta t_C$ .

Para determinar o padrão de chaveamento do retificador, ou seja, a seqüência em que os terminais de entrada do retificador são conectados ao barramento CC fictício, duas propriedades da modulação escalar do retificador precisam ser explicadas. Para tanto, é necessário organizar as correntes desejadas na entrada do conversor, definidas em (3.22), na ordem crescente dos seus valores absolutos, de forma que:  $i_{max}^*[k]$  é a corrente desejada na entrada que possui o maior valor absoluto;  $i_{med}^*[k]$  é a corrente desejada na entrada que possui o valor absoluto intermediário;  $i_{min}^*[k]$  é a corrente desejada na entrada que possui o menor valor absoluto. Dessa forma,  $|i_{max}^*[k]| \geq |i_{med}^*[k]| \geq |i_{min}^*[k]|$ .

É possível usar a relação em (3.29) para definir os intervalos de tempo durante os quais os terminais de entrada associados à  $i_{max}^*[k]$ ,  $i_{med}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  permanecem conectados ao barramento CC fictício:

$$\begin{aligned}
 \Delta t_{max} &= \frac{|i_{max}^*[k]|}{\sqrt{2}I_e} T_c \\
 \Delta t_{med} &= \frac{|i_{med}^*[k]|}{\sqrt{2}I_e} T_c \cdot \\
 \Delta t_{min} &= \frac{|i_{min}^*[k]|}{\sqrt{2}I_e} T_c
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

A primeira propriedade da modulação escalar do retificador está relacionada com uma

característica dos sinais trifásicos equilibrados, que é a seguinte: o maior sinal em valor absoluto sempre possui polaridade contrária a dos outros dois sinais, que compartilham a mesma polaridade. Portanto, se  $i_{max}^*[k]$  for positiva, então  $i_{med}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  são negativas e vice-versa. Por exemplo, se  $i_{max}^*[k] = i_A^*[k] \geq 0$  e  $i_{med}^*[k] = i_B^*[k]$ , então a fase de entrada  $A$  permanece conectada ao terminal *pos* durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{max}$  e as fases  $B$  e  $C$  permanecem conectadas ao terminal *neg* durante os intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , respectivamente.

A segunda propriedade da modulação escalar do retificador está relacionada também a uma característica dos sinais trifásicos equilibrados, que é a seguinte: o módulo do sinal que possui o maior valor absoluto é igual à soma dos módulos dos outros dois sinais, ou seja, para o conjunto de correntes desejadas na entrada  $i_{max}^*[k]$ ,  $i_{med}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$ , tem-se que:

$$|i_{max}^*[k]| = |i_{med}^*[k]| + |i_{min}^*[k]|. \quad (3.31)$$

Substituindo  $|i_{max}^*[k]|$ ,  $|i_{med}^*[k]|$  e  $|i_{min}^*[k]|$  em (3.31) pelos respectivos valores em (3.30), chega-se a:

$$\Delta t_{max} = \Delta t_{med} + \Delta t_{min}, \quad (3.32)$$

ou seja, o intervalo de tempo durante o qual o terminal de entrada associado à  $i_{max}^*[k]$  permanece conectado a um terminal do barramento CC fictício é igual à soma dos intervalos de tempo durante os quais os outros dois terminais de entrada (associados à  $i_{med}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$ ) permanecem conectados ao outro terminal do barramento CC fictício.

Portanto, a síntese das correntes desejadas na entrada e o controle do FDE no retificador, em cada período de chaveamento, é completamente realizado durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{max}$ . Durante o restante do período de chaveamento,  $(T_c - \Delta t_{max})$ , uma combinação de chaves que garanta que as três correntes na entrada são nulas, chamada de combinação nula, deve ser aplicado. Como visto em (3.23), a combinação (11) satisfaz essa condição. Como há três braços no retificador, tem-se três possíveis combinações nulas, uma para cada fase de entrada:

1. Combinação (0A):  $S_A(t) = 1$  e  $\bar{S}_A(t) = 1$ , que conecta o terminal de entrada  $A$  nos terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício, associado ao vetor nulo de corrente  $I_{0A}$ ;

2. Combinação (0B):  $S_B(t) = 1$  e  $\bar{S}_B(t) = 1$ , que conecta o terminal de entrada  $B$  nos terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício, associado ao vetor nulo de corrente  $I_{0B}$ ;
3. Combinação (0C):  $S_C(t) = 1$  e  $\bar{S}_C(t) = 1$ , que conecta o terminal de entrada  $C$  nos terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício, associado ao vetor nulo de corrente  $I_{0C}$ .

Define-se  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$  como os intervalos de tempo de aplicação das combinações nulas (0A), (0B) e (0C) no retificador, respectivamente. E define-se  $\Delta t_{0c}$  como o intervalo de tempo total de aplicação das combinações nulas, ou seja,  $\Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max}$ .

Como as combinações nulas só são aplicadas no restante do período de chaveamento ( $\Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max}$ ), existem duas restrições nos possíveis valores de  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ . A primeira é dada por

$$\Delta t_{0A} + \Delta t_{0B} + \Delta t_{0C} = \Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max}, \quad (3.33)$$

e a segunda é dada por

$$\begin{cases} \Delta t_{0A} \geq 0 \\ \Delta t_{0B} \geq 0 \\ \Delta t_{0C} \geq 0 \end{cases} . \quad (3.34)$$

Existem diversas possibilidades de dividir o tempo  $\Delta t_{0c}$  para as três combinações nulas e essas diversas possibilidades não interferem no controle do FDE do conversor. Entretanto, cada possível divisão de tempo entre as três combinações nulas é responsável por gerar distribuições de harmônicos diferentes tanto para as correntes na entrada como para as tensões na saída do conversor. Como a relação (3.33) possui três incógnitas e uma só equação, o sistema tem *rank* igual a um. Portanto, é necessário escolher o valor dos intervalos de tempo de **duas** combinações nulas para determinar automaticamente o valor do intervalo de tempo da terceira combinação. Isso significa que existem **dois graus de liberdade do CM**, no controle do FDE no retificador, e esses dois graus de liberdade estão relacionados com a distribuição dos intervalos de tempo de aplicação das combinações nulas do retificador.

O período de chaveamento na modulação escalar do retificador é sempre dividido em três intervalos de tempo distintos:  $\Delta t_{med}$ ,  $\Delta t_{min}$  e  $\Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max}$ . No primeiro intervalo

( $\Delta t_{med}$ ), os terminais de entrada associados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  permanecem conectados ao barramento CC fictício. No segundo intervalo ( $\Delta t_{min}$ ), os terminais de entrada associados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  permanecem conectados ao barramento CC fictício. No terceiro intervalo ( $\Delta t_{0c}$ ), as três combinações nulas (0A), (0B) e (0C) são aplicadas durante  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , respectivamente. A Fig. 3.6 mostra a divisão do período de chaveamento nos três intervalos de tempo mencionados.

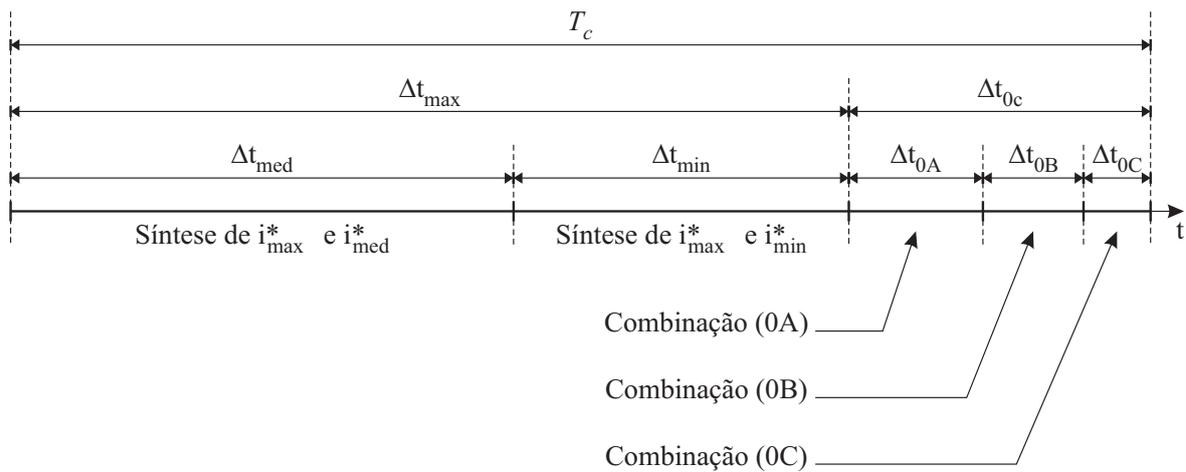


Figura 3.6: O padrão de chaveamento da modulação escalar no retificador, destacando a divisão do período de chaveamento nos três intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$ ,  $\Delta t_{min}$  e  $\Delta t_{0c}$ .

Em cada um desses intervalos de tempo distintos, uma tensão de linha diferente é aplicada ao barramento CC fictício. No intervalo de tempo  $\Delta t_{med}$ , as tensões na entrada relacionadas à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  estão aplicadas ao barramento CC fictício da Fig. 3.1. Essa tensão entre os terminais *pos* e *neg* é sempre a maior tensão de linha da entrada. No intervalo de tempo  $\Delta t_{min}$ , as tensões na entrada relacionadas à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  estão aplicadas ao barramento CC fictício. Essa tensão entre os terminais *pos* e *neg* é sempre a segunda maior tensão de linha da entrada. Durante  $\Delta t_{0c}$ , uma mesma tensão na entrada é aplicada aos terminais *pos* e *neg*, ou seja, uma tensão nula é aplicada ao barramento CC fictício. É importante ressaltar que as tensões de linha de entrada que são aplicadas ao barramento CC fictício e os intervalos de duração das mesmas na modulação escalar são iguais aos da modulação vetorial de *Huber e Borojević* [67][68]. Portanto, ambas as modulação produzem o mesmo resultado no retificador.

O algoritmo a seguir resume a implementação da modulação escalar no retificador, no começo de cada período de chaveamento:

1. Calcule as amostras das correntes desejadas na entrada do conversor, como em (3.22);
2. Organize essas amostras na ordem crescente dos seus valores absolutos e encontre  $i_{max}^*[k]$ ,  $i_{med}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$ ;
3. Calcule os intervalos de tempo  $\Delta t_{max}$ ,  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , usando (3.30);
4. Escolha o valor de dois entre os três intervalos de tempo das combinações nulas (0A), (0B) e (0C) e determine o valor do terceiro intervalo de tempo usando (3.33). Os três intervalos de tempo encontrados devem respeitar a restrição em (3.34);
5. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , conecte o terminal de entrada associado à  $i_{max}^*[k]$  ao terminal *pos* durante  $\Delta t_{max}$ , conecte o terminal de entrada associado à  $i_{med}^*[k]$  ao terminal *neg* durante  $\Delta t_{med}$  e conecte o terminal de entrada associado à  $i_{min}^*[k]$  ao terminal *neg* durante  $\Delta t_{min}$ ;
6. Se  $i_{max}^*[k] < 0$ , conecte o terminal de entrada associado à  $i_{max}^*[k]$  ao terminal *neg* durante  $\Delta t_{max}$ , conecte o terminal de entrada associado à  $i_{med}^*[k]$  ao terminal *pos* durante  $\Delta t_{med}$  e conecte o terminal de entrada associado à  $i_{min}^*[k]$  ao terminal *pos* durante  $\Delta t_{min}$ ;
7. No restante do período de chaveamento ( $\Delta t_{0c}$ ), aplique as três combinações nulas (0A), (0B) e (0C) durante  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , respectivamente.

### 3.4.2 Controle das tensões na saída

A modulação vetorial do inversor, implementada na técnica de *Huber e Borojević* e explicada na seção 3.1, é a técnica de modulação mais usada em inversores trifásicos. Nessa modulação, são calculados os intervalos de tempo de aplicação de dois vetores ativos de tensão ( $\Delta t_{\alpha}$  para  $V_{\alpha}$  e  $\Delta t_{\beta}$  para  $V_{\beta}$ ) e um intervalo de tempo de aplicação dos vetores nulos de tensão ( $\Delta t_{0v}$  para os vetores  $V_0$  e  $V_7$ ). É possível distribuir o intervalo de tempo  $\Delta t_{0v}$  arbitrariamente para  $V_0$  e  $V_7$ , sem modificar as tensões que são sintetizadas na saída.

Entre as possíveis modulações vetoriais para inversores, a modulação vetorial simétrica é a mais utilizada. Na modulação vetorial simétrica, os vetores nulos de tensão  $V_0$  e  $V_7$  são aplicados no inversor durante o mesmo intervalo de tempo, ou seja,  $\Delta t_{0v}$  é dividido igualmente para os dois vetores nulos. Por exemplo, na modulação vetorial simétrica, se  $\vec{v}_s^*$  estiver no setor de tensão  $II$ , o padrão  $V_0V_1V_2V_7$  é aplicado na primeira metade do período de chaveamento  $T_c$  e o padrão contrário  $V_7V_2V_1V_0$  é aplicada na segunda metade de  $T_c$ . Esta divisão cria uma simetria no padrão de chaveamento, como mostrado na Fig. 3.7.

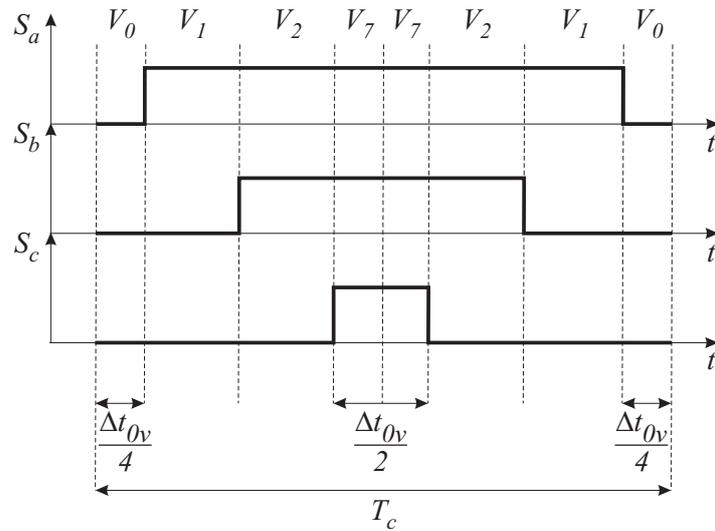


Figura 3.7: O padrão de chaveamento da modulação vetorial simétrica usada em inversores, quando o vetor das tensões de linha desejadas na saída está localizado no setor  $II$ .

É possível redistribuir o intervalo  $\Delta t_{0v}$  entre  $V_0$  e  $V_7$  de forma diferente da modulação vetorial simétrica. O efeito dessa redistribuição é a modificação da componente de modo comum ( $v_{n0}^*(t)$ ) presente nas tensões desejadas entre os terminais de saída e o ponto central do barramento CC fictício,  $v_{j0}^*(t)$  (Fig. 3.1). Como visto na seção 2.3, essa componente de modo comum desaparece nas tensões sobre os terminais da carga ( $v_{jn}^*(t)$ ), ou seja:

$$v_{j0}^*(t) = v_{jn}^*(t) + v_{n0}^*(t), \quad (3.35)$$

em que  $j = \{a, b \text{ ou } c\}$ ,  $v_{j0}^*(t)$  é a tensão desejada entre o terminal de saída  $j$  e o ponto central do barramento CC,  $v_{jn}^*(t)$  é a componente senoidal de  $v_{j0}^*(t)$ , que aparece nos terminais da carga, e  $v_{n0}^*(t)$  é a componente de modo comum.

Essa componente de modo comum no inversor ( $v_{n0}^*(t)$ ) é responsável por elevar o valor

eficaz máximo das tensões na saída de  $\frac{V_{posneg}}{2\sqrt{2}} \approx 0,354V_{posneg}$  para  $\frac{V_{posneg}}{\sqrt{6}} \approx 0,408V_{posneg}$  (um aumento de 15,47%).

Na estratégia escalar generalizada, o controle das tensões de saída é implementado pelo conhecido “PWM Generalizado para Inversores” [59]-[62], que é um tipo de modulação escalar. A seguir, o “PWM Generalizado para Inversores” é detalhado.

Como visto na seção 3.4.1, os vetores nulos de corrente  $I_{0A}$ ,  $I_{0B}$  e  $I_{0C}$  da modulação vetorial do retificador foram redefinidos, na modulação escalar, de combinações nulas ( $0A$ ), ( $0B$ ) e ( $0C$ ), respectivamente. De forma análoga, os vetores nulos de tensão  $V_0$  e  $V_7$  da modulação vetorial do inversor são redefinidos, na modulação escalar, de combinações nulas ( $0neg$ ) e ( $0pos$ ), respectivamente. A combinação nula ( $0neg$ ) é responsável por conectar todos os terminais de saída do inversor no terminal  $neg$  do barramento CC fictício e a combinação nula ( $0pos$ ) é responsável por conectar todos os terminais de saída do inversor no terminal  $pos$  do barramento. Essas duas combinações produzem tensões nulas sobre os terminais da carga do inversor.

Define-se  $\Delta t_{0neg}$  e  $\Delta t_{0pos}$  como os intervalos de tempo de aplicação das combinações nulas ( $0neg$ ) e ( $0pos$ ), respectivamente. Como as duas combinações nulas só podem ser aplicadas durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{0v}$ , existem duas restrições nos possíveis valores de  $\Delta t_{0neg}$  e  $\Delta t_{0pos}$ . A primeira é dada por

$$\Delta t_{0neg} + \Delta t_{0pos} = \Delta t_{0v}, \quad (3.36)$$

e a segunda é dada por

$$\begin{cases} \Delta t_{0neg} \geq 0 \\ \Delta t_{0pos} \geq 0 \end{cases}. \quad (3.37)$$

O “PWM Generalizado para Inversores” utiliza um parâmetro de distribuição para controlar o intervalo tempo de aplicação das combinações nulas ( $0neg$ ) e ( $0pos$ ). Este parâmetro é chamado de  $\mu$  e é definido como:

$$\mu = \frac{\Delta t_{0neg}}{\Delta t_{0neg} + \Delta t_{0pos}} = \frac{\Delta t_{0neg}}{\Delta t_{0v}}. \quad (3.38)$$

O parâmetro  $\mu$  em (3.38) representa a parcela do intervalo de tempo  $\Delta t_{0v}$  durante a

qual a combinação nula (*0neg*) é aplicada no inversor. Para as restrições (3.36) e (3.37) serem respeitadas, o valor do parâmetro  $\mu$  tem que estar limitado entre zero e um, ou seja,  $0 \leq \mu \leq 1$ . Se  $\mu = 1$ , a combinação nula (*0neg*) é aplicada durante todo o intervalo de tempo  $\Delta t_{0v}$ , ou seja,  $\Delta t_{0neg} = \Delta t_{0v}$  e  $\Delta t_{0pos} = 0$ . O padrão de chaveamento no inversor para  $\mu = 1$  pode ser vista na Fig. 3.8(a). Se  $\mu = 0$ , a combinação nula (*0pos*) é aplicada durante todo o intervalo de tempo  $\Delta t_{0v}$ , ou seja,  $\Delta t_{0neg} = 0$  e  $\Delta t_{0pos} = \Delta t_{0v}$ . O padrão de chaveamento no inversor para  $\mu = 0$  pode ser vista na Fig. 3.8(b). [61].

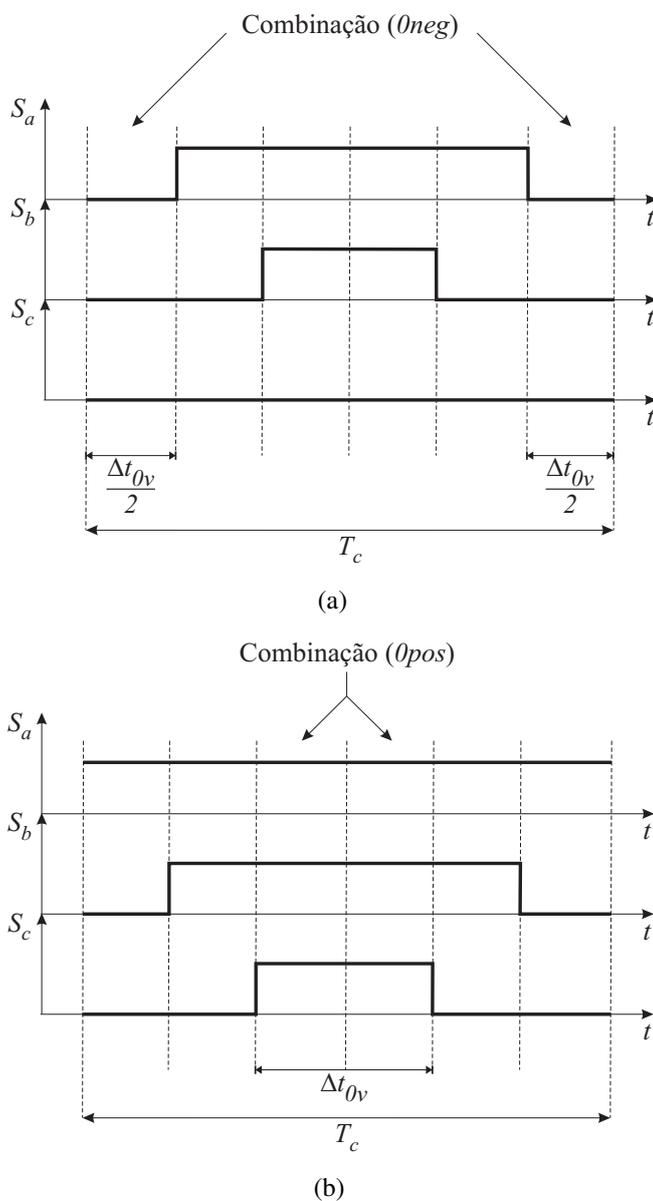


Figura 3.8: Padrões de chaveamento no inversor para dois parâmetros  $\mu$  diferentes: (a)  $\mu = 1$ ; (b)  $\mu = 0$ .

Com o propósito de simplificar a compreensão do cálculo das razões de trabalho das chaves do inversor na modulação escalar, uma análise do inversor na Fig. 3.1 é realizada.

A equação que relacionava as tensões nos terminais da carga,  $v_{jn}(t)$ , com as tensões nos terminais de saída,  $v_{jN}(t)$ , deduzida na seção 2.3, é adaptada para o inversor e uma nova relação entre as tensões nos terminais da carga,  $v_{jn}(t)$ , e tensão do barramento CC fictício,  $v_{posneg}(t)$ , ou seja, (2.44) é obtida [60]:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{posneg}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

em que  $v_{jn}(t)$  é a tensão entre o terminal de saída  $j$  ( $j = \{a, b \text{ ou } c\}$ ) e o neutro da carga ( $n$ ),  $v_{posneg}(t)$  é a tensão instantânea entre os terminais *pos* e *neg* do barramento CC fictício e  $S_j(t)$  é a função de chaveamento da chave superior do braço  $j$  do inversor, vista na Fig. 3.1. É importante ressaltar que a função de chaveamento  $\bar{S}_j(t)$  da chave inferior do braço  $j$  é o inverso binário da função de chaveamento  $S_j(t)$ , ou seja, quando  $S_j(t) = 1$ ,  $\bar{S}_j(t) = 0$  e vice-versa [60].

Define-se as amostras das tensões desejadas nos terminais da carga do inversor:

$$\begin{aligned} v_{an}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s k T_c) \\ v_{bn}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s k T_c - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s k T_c + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Usando a relação em (3.39), é possível deduzir a relação entre as tensões desejadas nos terminais da carga, no  $k$ -ésimo período de chaveamento, e as razões de trabalho das chaves do inversor:

$$\begin{bmatrix} v_{an}^*[k] \\ v_{bn}^*[k] \\ v_{cn}^*[k] \end{bmatrix} = \frac{V_{posneg}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

em que  $v_{jn}^*[k]$  é dado por (3.40),  $V_{posneg}$  é dada por (3.8) e  $m_j$  é a razão de trabalho da chave  $S_j$ , definida como:

$$m_j = \frac{\Delta t_j}{T_c}, \quad (3.42)$$

em que  $\Delta t_j$  é o intervalo de tempo durante o qual a chave  $S_j$  permanece fechada no período de chaveamento. É possível deduzir que a razão de trabalho da chave  $\overline{S}_j$  é igual a  $1 - m_j$  e que o intervalo de tempo durante o qual a chave  $\overline{S}_j$  permanece fechada no período de chaveamento é igual a  $T_c - \Delta t_j$  [60].

O sistema de equações em (3.41) possui três equações e três incógnitas ( $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ ), porém, o *rank* é igual a dois, ou seja, uma equação é linearmente dependente das outras duas. Portanto, infinitas combinações das razões de trabalho  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$  solucionam o sistema de equações em (3.41) e garantem que o inversor produza a tensão desejada na carga. Estas infinitas combinações das razões de trabalho estão ligadas diretamente aos infinitos valores que o parâmetro de distribuição  $\mu$  pode assumir.

Para encontrar uma solução geral das razões de trabalho  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$  que dependa do parâmetro de distribuição  $\mu$ , é necessário encontrar primeiro uma solução particular das razões de trabalho  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ . Uma solução particular, que produz resultados idênticos à técnica da comparação seno-triângulo nos inversores, foi detalhada por *Mohan et al.* [1] e é dada por:

$$\begin{cases} m_a = \frac{v_{an}^*[k]}{V_{posneg}} + \frac{1}{2} \\ m_b = \frac{v_{bn}^*[k]}{V_{posneg}} + \frac{1}{2} \\ m_c = \frac{v_{cn}^*[k]}{V_{posneg}} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (3.43)$$

Essa solução particular produz tensões  $v_{j0}^*[k] = v_{jn}^*[k]$ , ou seja, sem componente de modo comum ( $v_{n0}^*[k] = 0$ ). Portanto, o valor eficaz máximo das tensões na carga para essa solução particular é de  $\frac{V_{posneg}}{2\sqrt{2}} \approx 0,354V_{posneg}$ .

Para encontrar a solução geral das razões de trabalho  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ , é necessário organizar as três razões de trabalho da solução particular em (3.43) na ordem crescente. A menor dessas razões de trabalho é nomeada de  $m_{min}$ , a intermediária é nomeada de  $m_{med}$  e a maior delas é nomeada de  $m_{max}$ . Suponha que a Fig. 3.9 represente um possível padrão de chaveamento em um inversor. Na Fig. 3.9,  $S_{min}$ ,  $S_{med}$  e  $S_{max}$  são as funções de chaveamento das chaves que tem as razões de trabalho  $m_{min}$ ,  $m_{med}$  e  $m_{max}$ , correspondendo a solução

particular em (3.43) organizada na ordem crescente.

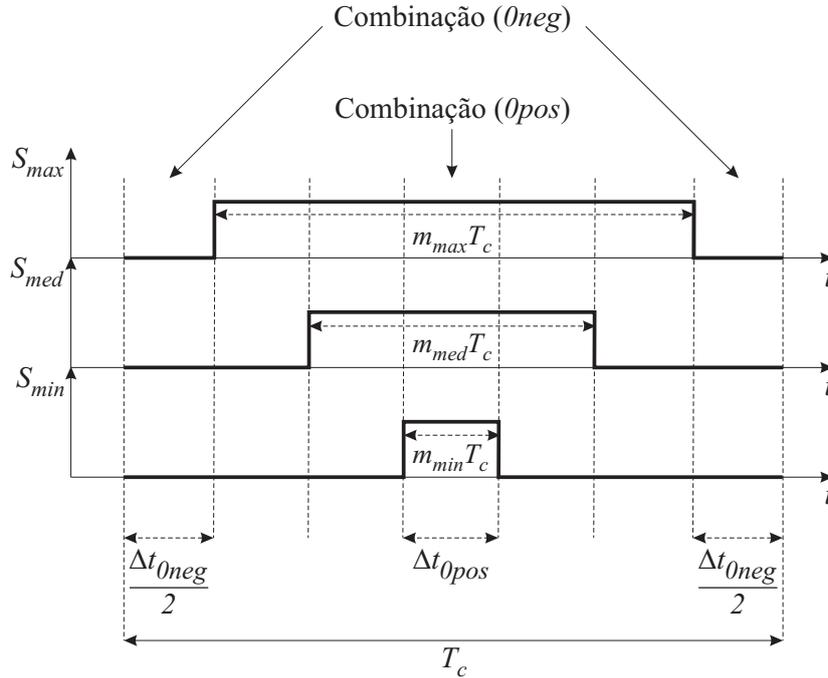


Figura 3.9: Um possível padrão de chaveamento em um inversor.

Observando a Fig. 3.9, duas propriedades podem ser obtidas:

$$\begin{cases} \Delta t_{0pos} = m_{min} T_c \\ \Delta t_{0neg} = (1 - m_{max}) T_c \end{cases} \quad (3.44)$$

Substituindo as duas propriedades (3.44) na equação (3.36), encontra-se:

$$\Delta t_{0v} = (1 - m_{max}) T_c + m_{min} T_c = [1 - (m_{max} - m_{min})] T_c. \quad (3.45)$$

Para determinar a solução geral das razões de trabalho, é necessário determinar os novos intervalos de tempo das combinações nulas (0neg) e (0pos), em função do parâmetro de distribuição  $\mu$ . Para tanto, substitui o valor de  $\Delta t_{0neg}$  em (3.38) em (3.36) e encontra-se os intervalos de tempo  $\Delta t_{0neg}$  e  $\Delta t_{0pos}$  em função de  $\mu$ :

$$\begin{cases} \Delta t_{0pos} = (1 - \mu) \Delta t_{0v} \\ \Delta t_{0neg} = \mu \Delta t_{0v} \end{cases} \quad (3.46)$$

Nomeando  $m_j^G$  como sendo a solução geral da razão de trabalho da chave  $S_j$ , é possível encontrar a solução geral  $m_a^G$ ,  $m_b^G$  e  $m_c^G$  quando cada uma das razões de trabalho da solução

particular ( $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$ ) é subtraída do peso atual da combinação nula ( $0pos$ ), encontrada em (3.44), e é somada do peso desejado da combinação nula ( $0pos$ ), encontrado em (3.46):

$$m_j^G = m_j - m_{min} + (1 - \mu) \frac{\Delta t_{0v}}{T_c}. \quad (3.47)$$

Substituindo o valor de  $\Delta t_{0v}$  em (3.45) na equação (3.47), encontra-se a equação final da solução geral  $m_j^G$  [60][61][62]:

$$m_j^G = \frac{\Delta t_j^G}{T_c} = m_j - \mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}), \quad (3.48)$$

em que  $m_j$  é calculado na solução particular em (3.43),  $m_j^G$  é a solução geral da razão de trabalho da chave  $S_j$  na modulação escalar generalizada e  $\Delta t_j^G$  é o intervalo de tempo durante o qual a chave  $S_j$  do inversor permanece fechada, no período de chaveamento.

Para cada valor possível do parâmetro  $\mu$ , encontra-se um conjunto diferente de razões de trabalho  $m_a^G$ ,  $m_b^G$  e  $m_c^G$  que produz as mesmas tensões desejadas na carga do inversor. Expandindo a equação (3.48) para as três fases de saída, encontra-se a solução geral para o inversor trifásico [60][61][62]:

$$\begin{cases} m_a^G = \frac{\Delta t_a^G}{T_c} = m_a - \mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}) \\ m_b^G = \frac{\Delta t_b^G}{T_c} = m_b - \mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}) \\ m_c^G = \frac{\Delta t_c^G}{T_c} = m_c - \mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}) \end{cases} \quad (3.49)$$

Assim como as combinações nulas ( $0A$ ), ( $0B$ ) e ( $0C$ ) do retificador não influenciam o controle do FDE, a variação do parâmetro de distribuição  $\mu$  não influencia o controle das tensões na saída do inversor. Entretanto, cada valor do parâmetro  $\mu$  é responsável por produzir diferentes distribuições de harmônicos nas correntes e tensões do inversor. Portanto, o parâmetro  $\mu$  é o **terceiro grau de liberdade do CM**.

O algoritmo a seguir resume a implementação da modulação escalar no inversor, no começo de cada período de chaveamento:

1. Calcule as amostras das tensões desejadas na carga do inversor usando (3.40);
2. Calcule a solução particular das razões de trabalho das chaves usando (3.43);

3. Determine a maior ( $m_{max}$ ) e a menor ( $m_{min}$ ) das razões de trabalho da solução particular;
4. Escolha o valor de  $\mu$ , dentro do intervalo  $0 \leq \mu \leq 1$ ;
5. Calcule a solução geral das razões de trabalho das chaves usando (3.49);
6. Aplique o padrão de chaveamento espelhado, visto na Fig. 3.7.

### 3.4.3 Controle simultâneo do FDE e das tensões na saída

O controle do FDE no retificador e o controle das tensões na saída no inversor da estratégia de modulação escalar generalizada foram detalhados nas seções (3.4.1) e (3.4.2), respectivamente (Fig. 3.1). Assim como na técnica vetorial de *Huber e Borojević*, é necessária uma adaptação das razões de trabalho das chaves do retificador e do inversor para a topologia do CM  $3 \times 3$  (Fig. 3.2) na modulação escalar generalizada. Essa adaptação garante que o controle do FDE e das tensões na saída ocorram simultaneamente [26][67][68]. Para facilitar a compreensão do controle simultâneo na modulação escalar generalizada, cada braço do CM  $3 \times 3$  será analisado separadamente.

No controle do FDE, o período de chaveamento é dividido em três intervalos de tempo distintos: o intervalo  $\Delta t_{med}$ , durante o qual os terminais de entrada associados a  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  permanecem conectados ao barramento CC fictício; o intervalo  $\Delta t_{min}$ , durante o qual os terminais de entrada associados a  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  permanecem conectados ao barramento; e o intervalo  $\Delta t_{0c}$ , durante o qual as três combinações nulas (0A), (0B) e (0C) são aplicadas no retificador.

No controle das tensões de saída, o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal *pos* do barramento CC fictício durante  $\Delta t_j^G$  e permanece conectado ao terminal *neg* do barramento CC fictício durante o restante do período de chaveamento, ou seja, durante  $T_c - \Delta t_j^G$ .

No controle do FDE, duas tensões de linha diferentes na entrada são aplicadas ao barramento CC fictício em intervalos de tempo distintos ( $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ ). Portanto, os

terminais de entrada que estão conectados aos terminais *pos* e *neg* mudam quando o intervalo de tempo  $\Delta t_{med}$  termina e o intervalo de tempo  $\Delta t_{min}$  começa. É necessário garantir que o terminal de saída *j* do inversor fique conectado ao terminal *pos* tanto durante  $\Delta t_{med}$  quanto durante  $\Delta t_{min}$ , assim como também é necessário garantir que o terminal de saída *j* fique conectado ao terminal *neg* tanto durante  $\Delta t_{med}$  quanto durante  $\Delta t_{min}$ .

As duas situações acima descritas são garantidas quando o padrão de chaveamento do braço *j* do inversor é ponderado pelos intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$  do retificador, ou seja, durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{med}$ , o padrão de chaveamento completo do braço *j* é aplicado no inversor, e durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{min}$ , o padrão de chaveamento completo do braço *j* é aplicado novamente no inversor.

Como durante  $\Delta t_{0c}$  combinações nulas são aplicadas no retificador, tanto faz se o terminal de saída *j* está conectado ao terminal *pos* como ao terminal *neg*, pois ambos os terminais do barramento CC estão conectados ao mesmo terminal de entrada. Portanto, não é necessário aplicar uma terceira vez o padrão de chaveamento do braço *j* durante  $\Delta t_{0c}$ .

A Fig. 3.10 ilustra como o padrão de chaveamento do braço *j* do inversor é ponderado pelos intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ .

No padrão de chaveamento ponderado do CM na Fig. 3.10, destaca-se quatro intervalos de tempo distintos, que representam a ponderação do padrão de chaveamento do braço *j* do inversor pelos intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} m_j \Delta t_{med} \\ (1 - m_j) \Delta t_{med} \\ m_j \Delta t_{min} \\ (1 - m_j) \Delta t_{min} \end{array} \right. . \quad (3.50)$$

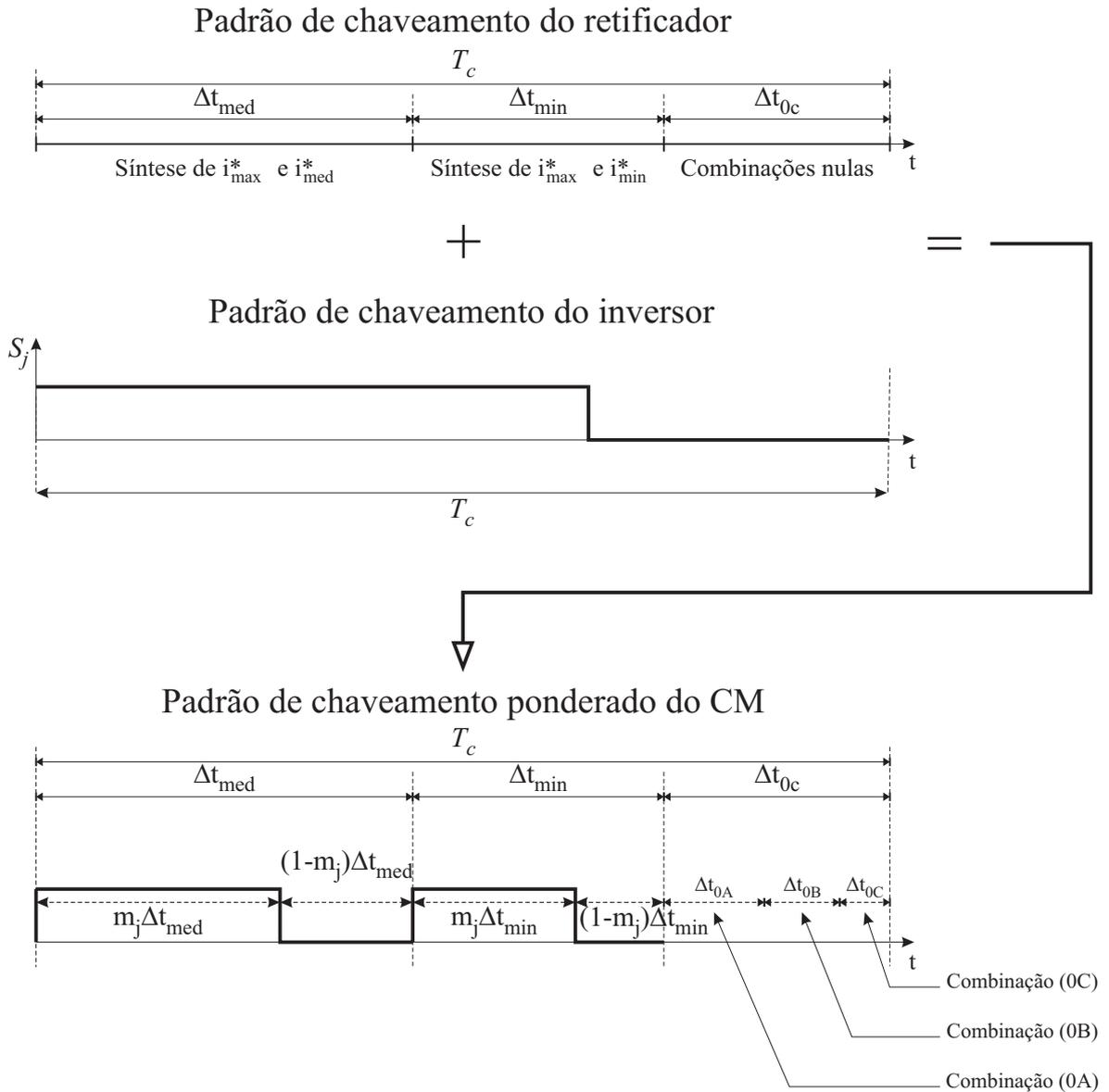


Figura 3.10: Adaptação dos controles do FDE e das tensões na saída para o braço  $j$  do CM  $3 \times 3$ .

Durante o intervalo de tempo  $m_j \Delta t_{med}$ , o terminal de saída  $j$  é conectado ao terminal  $pos$  ao mesmo tempo em que os terminais de entrada relacionados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  permanecem conectados aos terminais do barramento CC fictício. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{max}^*[k]$  e, se  $i_{max}^*[k] < 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{med}^*[k]$ .

Durante o intervalo de tempo  $(1 - m_j) \Delta t_{med}$ , o terminal de saída  $j$  é conectado ao

terminal *neg* ao mesmo tempo em que os terminais de entrada relacionados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  permanecem conectados aos terminais do barramento CC fictício. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{med}^*[k]$  e, se  $i_{max}^*[k] < 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{max}^*[k]$ .

Durante o intervalo de tempo  $m_j \Delta t_{min}$ , o terminal de saída  $j$  é conectado ao terminal *pos* ao mesmo tempo em que os terminais de entrada relacionados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  permanecem conectados aos terminais do barramento CC fictício. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{max}^*[k]$  e, se  $i_{max}^*[k] < 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{min}^*[k]$ .

Durante o intervalo de tempo  $(1 - m_j) \Delta t_{min}$ , o terminal de saída  $j$  é conectado ao terminal *neg* ao mesmo tempo em que os terminais de entrada relacionados à  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{min}^*[k]$  permanecem conectados aos terminais do barramento CC fictício. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{min}^*[k]$  e, se  $i_{max}^*[k] < 0$ , o terminal de saída  $j$  permanece conectado ao terminal de entrada relacionado à  $i_{max}^*[k]$ .

No restante do período de chaveamento ( $\Delta t_{0c}$ ), as combinações nulas (0A), (0B) e (0C) são aplicadas no retificador durante  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , respectivamente, ou seja, os três terminais de saída ficam conectados ao terminal de entrada  $A$ ,  $B$  e  $C$  durante os intervalos  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , respectivamente.

Se o padrão de chaveamento ponderado visto na Fig. 3.10 for aplicado no CM, ocorrem de cinco a sete comutações em cada terminal de saída. Esse elevado número de comutações acarreta grandes perdas por chaveamento no CM, diminuindo a sua eficiência global. É possível reorganizar esse padrão de chaveamento de forma a evitar comutações desnecessárias.

Neste trabalho, é proposto um padrão de chaveamento para o CM  $3 \times 3$  que minimiza o número de comutações na modulação escalar generalizada. Esse padrão de chaveamento

leva em conta o sinal da maior corrente em módulo desejada na entrada: se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o padrão de chaveamento da Fig. 3.11(a) é aplicado em cada terminal de saída  $j$  do CM; se  $i_{max}^*[k] < 0$ , o padrão de chaveamento da Fig. 3.11(b) é aplicado em cada terminal de saída  $j$  do CM.

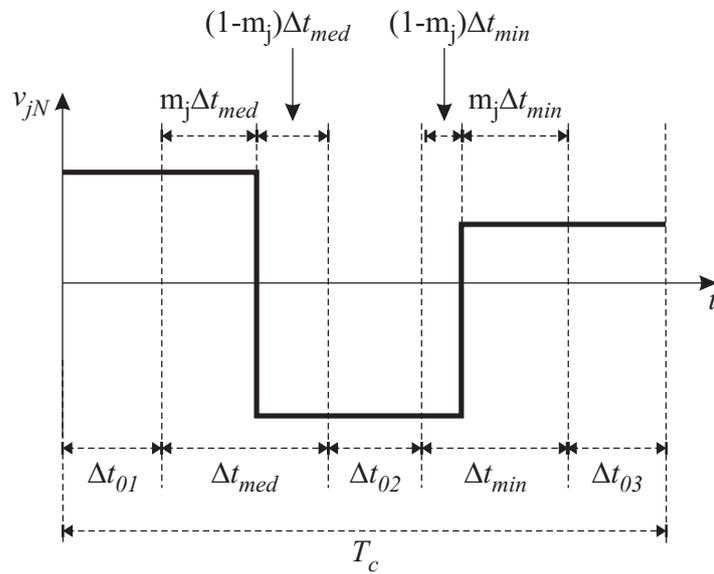
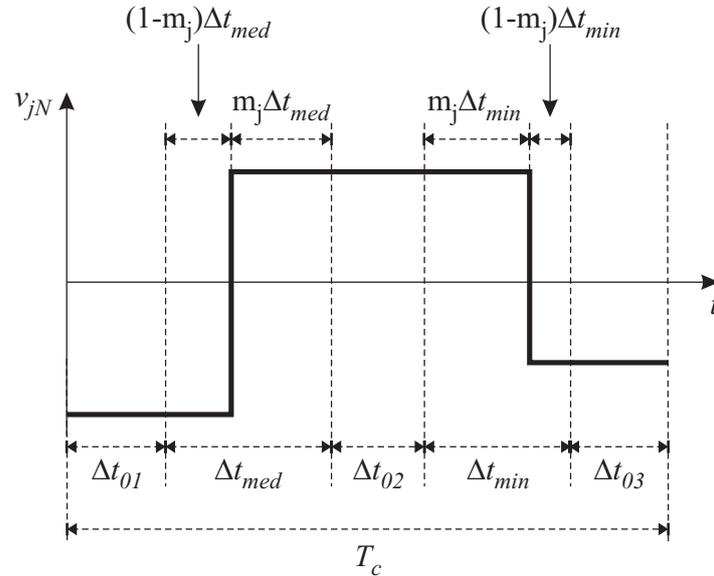


Figura 3.11: Padrão de chaveamento proposto na modulação escalar generalizada para CM: (a) padrão aplicado se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ ; (b) padrão aplicado se  $i_{max}^*[k] < 0$ .

O padrão de chaveamento proposto, visto Fig. 3.11, garante que, no máximo, ocorrem

três comutações em cada braço do CM. Cada intervalo de tempo  $\Delta t_{01}$ ,  $\Delta t_{02}$  e  $\Delta t_{03}$  pode ser o intervalo de aplicação de qualquer uma das combinações nulas (0A), (0B) e (0C). As combinações nulas (0A), (0B) e (0C) são escolhidas de forma não ocorrerem comutações quando o padrão de chaveamento sai de um intervalo de tempo qualquer para um dos intervalos de tempo  $\Delta t_{01}$ ,  $\Delta t_{02}$  e  $\Delta t_{03}$ .

Um exemplo simples de como é aplicado o padrão de chaveamento proposto é detalhado a seguir. Considere que  $i_{max}^*[k] = i_A^*[k] \geq 0$ ,  $i_{med}^*[k] = i_C^*[k]$  e  $i_{min}^*[k] = i_B^*[k]$ . Durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{med}$ , o terminal de entrada *A* é conectado ao terminal *pos* e o terminal de entrada *C* é conectado ao terminal *neg* do barramento CC fictício e, durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{min}$ , o terminal de entrada *A* permanece conectado ao terminal *pos* e o terminal de entrada *B* é conectado ao terminal *neg* do barramento CC fictício. O padrão de chaveamento da Fig. 3.11(a) é aplicado ao terminal de saída *j*, pois o sinal de  $i_{max}^*[k]$  é positivo. Como durante  $(1 - m_j)\Delta t_{med}$ , o terminal de saída *j* está conectado ao terminal de entrada *C*, a combinação nula escolhida para ser aplicada durante  $\Delta t_{01}$  é a (0C). Como durante  $m_j\Delta t_{med}$  e  $m_j\Delta t_{min}$ , o terminal de saída *j* está conectado ao terminal de entrada *A*, a combinação nula escolhida para ser aplicada durante  $\Delta t_{02}$  é a (0A). Como durante  $(1 - m_j)\Delta t_{min}$ , o terminal de saída *j* está conectado ao terminal de entrada *B*, a combinação nula escolhida para ser aplicada durante  $\Delta t_{03}$  é a (0B). Portanto,  $\Delta t_{01} = \Delta t_{0C}$ ,  $\Delta t_{02} = \Delta t_{0A}$  e  $\Delta t_{03} = \Delta t_{0B}$ . A seqüência dos terminais de entrada que são conectados ao terminal *j*, no período de chaveamento, é esta:  $C \rightarrow A \rightarrow B$ .

O algoritmo a seguir resume a implementação da estratégia de modulação escalar generalizada no CM, no começo de cada período de chaveamento:

1. Implemente o algoritmo da modulação escalar no retificador (controle do FDE), visto na seção 3.4.1;
2. Implemente o algoritmo da modulação escalar no inversor (controle das tensões na saída), visto na seção 3.4.2;
3. Se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , siga o padrão de chaveamento da Fig. 3.11(a); se  $i_{max}^*[k] < 0$ , siga o padrão de chaveamento da Fig. 3.11(b).

### 3.5 Modulação Escalar Generalizada Aplicada a Técnicas Conhecidas

Nesta seção, três técnicas PWM conhecidas são emuladas na estratégia de modulação escalar generalizada: a técnica de *Huber e Borojević* [26], detalhada na seção 3.1; a técnica de *Alesina e Venturini* [40][41], detalhada na seção 3.2; e a técnica de *Rodríguez* [42], detalhada na seção 3.3. O objetivo é provar que a modulação escalar generalizada pode emular qualquer técnica PWM para CM. O conjunto dos três graus de liberdade do CM, visto na modulação escalar generalizada, é encontrado para cada uma das técnicas analisadas.

#### 3.5.1 Técnica de Huber e Borojević (HB)

A técnica de *Huber e Borojević* (HB) implementa a modulação vetorial tanto no retificador quanto no inversor. Dois vetores ativos são aplicados no retificador e dois vetores ativos são aplicados no inversor. No controle simultâneo, foram encontrados quatro combinações de vetores ativos, que garantiam o controle do FDE e das tensões de linha na saída. No padrão de chaveamento, o vetor nulo de corrente que garante o menor número de comutações durante a última transição dos vetores ativos é aplicado no restante do período de chaveamento.

Foram observadas duas propriedades do padrão de chaveamento da técnica HB:

- O vetor nulo de corrente que garante o menor número de comutações durante a última transição é o mesmo que garante que sempre um dos terminais de saída do CM fica conectado ao mesmo terminal de entrada, durante todo o período de chaveamento, ou seja, não ocorrem comutações nesse braço do CM;
- O terminal de entrada a que permanece conectado o terminal de saída, durante todo o período de chaveamento, é o terminal de entrada associado a maior corrente em módulo desejada na entrada ( $i_{max}^*[k]$ ).

Para emular o comportamento da técnica HB na modulação escalar generalizada, é necessário garantir que o terminal de entrada associado a  $i_{max}^*[k]$  fique conectado a um terminal na saída, durante todo o período de chaveamento. No inversor, o valor do parâmetro

de distribuição  $\mu = 1$  garante que sempre um terminal de saída permanece conectado ao terminal *neg* do barramento CC durante todo o período de chaveamento e o valor  $\mu = 0$  garante que sempre um terminal de saída permanece conectado ao terminal *pos* do barramento CC durante todo o período de chaveamento.

Se o valor  $\mu = 1$  for escolhido quando  $i_{max}^*[k] < 0$ , o terminal associado a  $i_{max}^*[k]$  se conecta ao terminal *neg*, que se conecta a um terminal de saída durante todo o período de chaveamento. De forma análoga, se o valor  $\mu = 0$  for escolhido quando  $i_{max}^*[k] \geq 0$ , o terminal associado a  $i_{max}^*[k]$  se conecta ao terminal *pos*, que se conecta a um terminal de saída durante todo o período de chaveamento.

Considere a função  $signal(i_{max}^*[k])$ , definida como:

$$\begin{cases} signal(i_{max}^*[k]) = 1, \text{ se } i_{max}^*[k] \geq 0 \\ signal(i_{max}^*[k]) = 0, \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (3.51)$$

O valor do parâmetro  $\mu$  que emula o comportamento da técnica HB é igual a  $1 - signal(i_{max}^*[k])$ , ou seja, se  $i_{max}^*[k] < 0$ ,  $\mu = 1$  e, se  $i_{max}^*[k] \geq 0$ ,  $\mu = 0$ . Como o sinal de  $i_{max}^*[k]$  muda a cada  $\frac{1}{6}$  do período da rede elétrica, o valor desejado do parâmetro  $\mu$  apresenta um padrão pulsado, como mostrado na Fig. 3.12.

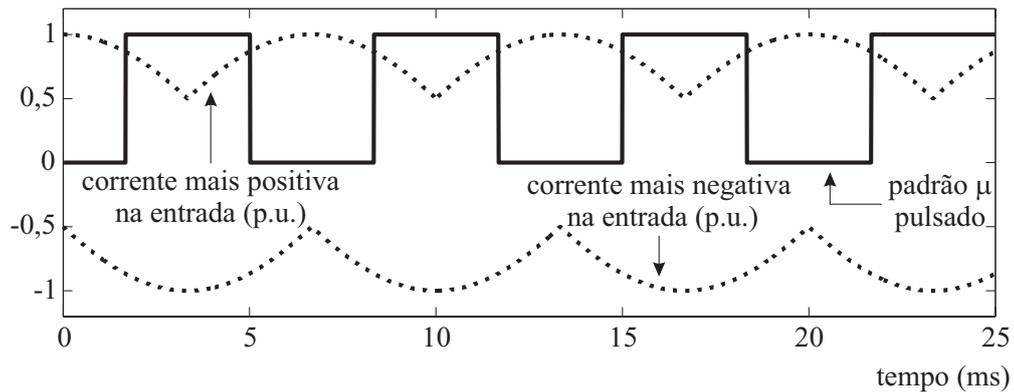


Figura 3.12: Padrão  $\mu$  pulsado na técnica HB.

Durante o restante do período de chaveamento ( $\Delta t_{0c}$ ), escolhe-se a combinação nula do retificador que mantém o terminal de entrada associado a  $i_{max}^*[k]$  conectado ao mesmo terminal de saída. Foi verificado no padrão de chaveamento proposto, que a combinação nula

associada ao intervalo de tempo  $\Delta t_{02}$  é a combinação que mantém o terminal de entrada associado a  $i_{max}^*[k]$  conectado ao mesmo terminal de saída, durante  $\Delta t_{0c}$ . Portanto, no controle do FDE, escolhe-se  $\Delta t_{01} = 0$ ,  $\Delta t_{02} = \Delta t_{0c}$  e  $\Delta t_{03} = 0$ .

Para emular a técnica HB, os graus de liberdade da estratégia de modulação escalar generalizada devem ser os seguintes:

$$\begin{cases} \Delta t_{01} = 0 \\ \Delta t_{02} = \Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max} \\ \Delta t_{03} = 0 \\ \mu = 1 - \text{sin}(\tilde{i}_{max}^*[k]) \end{cases} \quad (3.52)$$

Como dito na seção 2.3, as diferenças entre as diversas técnicas PWM estão associadas a diferentes distorções adicionadas às tensões senoidais desejadas na carga para se obter as tensões desejadas nos terminais de saída  $v_{jN}^*$ . As tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica HB, assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada, são mostradas na Fig. 3.13 para o ganho de tensão máximo do CM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ). Observa-se que a técnica HB aproveita completamente a envoltória das tensões de entrada.

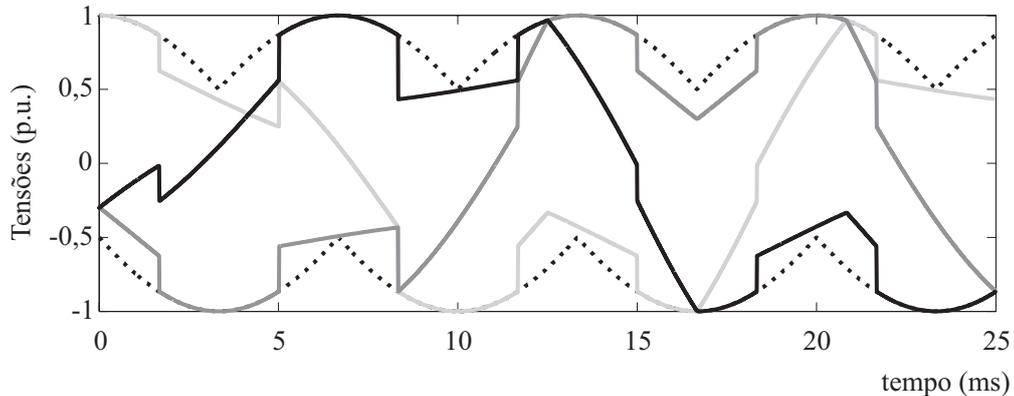


Figura 3.13: Tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica HB (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

A modulação escalar generalizada emulando a técnica HB obtém razões de trabalho das chaves do CM idênticas às razões de trabalho na técnica HB original. A única diferença entre as duas técnicas é o padrão de chaveamento adotado. É importante ressaltar que diferentes padrões de chaveamento (mesmo com as mesmas razões de trabalho) produzem diferentes

distribuições de harmônicos tanto para as correntes na entrada como para as tensões na saída. A modulação escalar generalizada se propõe somente à obter razões de trabalho das chaves do CM idênticas às razões de trabalho das técnicas originais, ou seja, não é objetivo da modulação generalizada reproduzir o padrão de chaveamento da técnica HB original. Essas considerações se aplicam a todas as técnicas discutidas posteriormente.

### 3.5.2 Técnica de Alesina e Venturini (AV)

Na técnica de *Alesina e Venturini* (AV), as tensões desejadas na saída em relação ao neutro da fonte de alimentação ( $v_{jN}^*[k]$ ) possuem duas componentes de modo comum: uma na terceira frequência da rede elétrica e outra na terceira frequência das tensões desejadas na carga. São essas duas componentes de modo comum que garantem que o ganho de tensão máximo da técnica AV seja igual ao limite intrínseco do ganho do CM. As tensões desejadas na saída em relação ao neutro da fonte de alimentação propostas por *Alesina e Venturini* são estas [40][41]:

$$\begin{aligned} v_{aN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \\ v_{bN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \cdot \\ v_{cN}^*[k] &= \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s kT_c + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Para um terminal  $j$  de saída, a tensão desejada em relação ao neutro da fonte de alimentação pode ser reescrita como:

$$v_{jN}^*[k] = v_{jn}^*[k] + \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) - \frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c). \quad (3.54)$$

*Maytum e Colman* [64], em 1983, analisaram a técnica AV e descobriram que a componente de modo comum na terceira frequência da rede elétrica é responsável pela diferença de potencial entre o terminal central do barramento CC fictício (terminal 0) e o neutro da fonte de alimentação (terminal  $N$ ), como visto na Fig. 3.1. Descobriram também que a componente de modo comum na terceira frequência das tensões desejadas na carga é responsável pela diferença de potencial entre o neutro da carga (terminal  $n$ ) e o terminal central do barramento CC fictício (terminal 0). Portanto, as componentes de modo comum

em  $v_{jN}^*[k]$  podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned} v_{0N}^*[k] &= \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c) \\ v_{n0}^*[k] &= -\frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c) \end{aligned}, \quad (3.55)$$

em que  $v_{0N}^*[k]$  é tensão entre o terminal central do barramento CC fictício e o neutro da fonte de alimentação e  $v_{n0}^*[k]$  é a tensão entre o neutro da carga e o terminal central do barramento CC fictício.

Foi verificado na estratégia de modulação escalar generalizada que o parâmetro  $\mu$  (o grau de liberdade do inversor) é responsável por modular o neutro da carga em relação ao terminal central do barramento CC fictício, ou seja, é responsável por produzir a tensão  $v_{n0}^*[k]$  no inversor. Foi verificado também que as combinações nulas (0A), (0B) e (0C), associadas aos intervalos de tempo  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$  (os dois graus de liberdade do retificador), são responsáveis por modular o terminal central do barramento CC fictício em relação ao neutro da fonte de alimentação, ou seja, é responsável por produzir a tensão  $v_{0N}^*[k]$ . Portanto, como as tensões  $v_{0N}^*[k]$  e  $v_{n0}^*[k]$  são completamente determinadas na técnica AV, é possível encontrar o valor dos três graus de liberdade do CM.

Como já foi visto na seção 3.4.2, a tensão desejada no terminal de saída do inversor em relação ao terminal central do barramento CC ( $v_{j0}^*[k]$ ) possui, além da tensão senoidal desejada na carga ( $v_{jn}^*[k]$ ), uma componente de modo comum ( $v_{n0}^*[k]$ ), ou seja,

$$v_{j0}^*[k] = v_{jn}^*[k] + v_{n0}^*[k]. \quad (3.56)$$

Na solução geral das razões de trabalho

$$m_j^G = m_j - \mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}), \quad (3.57)$$

a razão de trabalho  $m_j^G$  representa a tensão  $v_{j0}^*[k]$ , a razão de trabalho  $m_j$  representa a tensão na carga  $v_{jn}^*[k]$  e o termo  $-\mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max})$  representa a componente de modo comum  $v_{n0}^*[k]$ .

Para determinar o valor do parâmetro  $\mu$  que produza a componente de modo comum da técnica AV  $v_{n0}^*[k] = -\frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s kT_c)$ , é necessário multiplicar o termo responsável pelo modo comum,  $-\mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max})$ , pela tensão do barramento CC,  $V_{posneg}$ ,

e igualar ao valor de  $v_{n0}^*[k]$ . Representando na forma de equação, tem-se:

$$-\mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max})V_{posneg} = v_{n0}^*[k] = -\frac{1}{6}\sqrt{2}V_s \cos(3\omega_s k T_c). \quad (3.58)$$

Substituindo o valor de  $V_{posneg}$  em (3.8), na equação (3.58) e isolando o valor de  $\mu$ , encontra-se:

$$\mu = \frac{1 - m_{max} + \frac{q \cos(3\omega_s k T_c)}{9FDE}}{1 - m_{max} + m_{min}}, \quad (3.59)$$

em que  $m_{max}$  e  $m_{min}$  são a maior e a menor razão de trabalho da solução particular no inversor,  $q$  é o ganho de tensão do CM e FDE é o fator de deslocamento desejado na entrada do CM.

Para determinar os intervalos de tempo  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , aplica-se a Segunda Lei de *Kirchhoff* entre o terminal *pos* e o neutro da fonte da alimentação e entre o terminal *neg* e o neutro da fonte da alimentação (Fig. 3.1):

$$\begin{cases} v_{posN}^*[k] = v_{pos0}^*[k] + v_{0N}^*[k] \\ v_{negN}^*[k] = v_{neg0}^*[k] + v_{0N}^*[k] \end{cases}. \quad (3.60)$$

Considera-se que a tensão nos dois capacitores do barramento CC são iguais, ou seja,  $v_{posN}^*[k] = \frac{1}{2}V_{posneg}$  e  $v_{negN}^*[k] = -\frac{1}{2}V_{posneg}$ . Substituindo os novos valores de  $v_{posN}^*[k]$  e  $v_{negN}^*[k]$  na equação (3.60), encontra-se que

$$\begin{cases} v_{posN}^*[k] = \frac{1}{2}V_{posneg} + v_{0N}^*[k] \\ v_{negN}^*[k] = -\frac{1}{2}V_{posneg} + v_{0N}^*[k] \end{cases} \quad (3.61)$$

e, ao somar uma equação a outra, encontra-se a seguinte relação:

$$v_{0N}^*[k] = \frac{v_{posN}^*[k] + v_{negN}^*[k]}{2}. \quad (3.62)$$

Através do controle do FDE na modulação escalar generalizada, encontra-se o valor da soma  $v_{posN}^*[k] + v_{negN}^*[k]$ :

$$v_{posN}^*[k] + v_{negN}^*[k] = (m_A + 2\frac{\Delta t_{0A}}{T_c})v_{AN}[k] + (m_B + 2\frac{\Delta t_{0B}}{T_c})v_{BN}[k] + (m_C + 2\frac{\Delta t_{0C}}{T_c})v_{CN}[k], \quad (3.63)$$

em que  $m_A$ ,  $m_B$  e  $m_C$  são calculadas em (3.29) e  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$  são calculados em (3.2).

Substituindo (3.63) em (3.62) e sabendo que, na técnica AV, a tensão  $v_{0N}^*[k] = \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c)$ , chega-se a seguinte relação:

$$\left(\frac{m_A}{2} + \frac{\Delta t_{0A}}{T_c}\right)v_{AN}[k] + \left(\frac{m_B}{2} + \frac{\Delta t_{0B}}{T_c}\right)v_{BN}[k] + \left(\frac{m_C}{2} + \frac{\Delta t_{0C}}{T_c}\right)v_{CN}[k] = \frac{1}{4}\sqrt{2}V_e \cos(3\omega_e kT_c). \quad (3.64)$$

Além da relação (3.64), existe uma restrição nos valores de  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ , que é vista em (3.33):

$$\Delta t_{0A} + \Delta t_{0B} + \Delta t_{0C} = \Delta t_{0c} = T_c - \Delta t_{max}, \quad (3.65)$$

em que  $\Delta t_{max}$  é calculada em (3.30).

As equações (3.64) e (3.65) garantem que a modulação escalar generalizada produza a tensão de modo comum  $v_{0N}^*[k]$  da técnica AV. Entretanto, o sistema tem duas equações e três incógnitas ( $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$ ), ou seja, há infinitas combinações dos três valores que garantem que a modulação escalar generalizada reproduza as razões de trabalho da técnica AV. Basta arbitrar o valor de um dos intervalos de tempo  $\Delta t_{0A}$ ,  $\Delta t_{0B}$  e  $\Delta t_{0C}$  e usar as equações (3.64) e (3.65) para encontrar os outros dois valores.

Para emular a técnica AV, os graus de liberdade da estratégia de modulação escalar generalizada devem ser os seguintes:

- Parâmetro  $\mu$  encontrado usando a equação (3.59);
- $\Delta t_{01}$ ,  $\Delta t_{02}$  e  $\Delta t_{03}$  encontrados usando as equações (3.64) e (3.65).

As tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica AV, assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada, são mostradas na Fig. 3.14 para o ganho de tensão máximo do CM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ). Observa-se que a técnica AV aproveita completamente a envoltória das tensões de entrada.

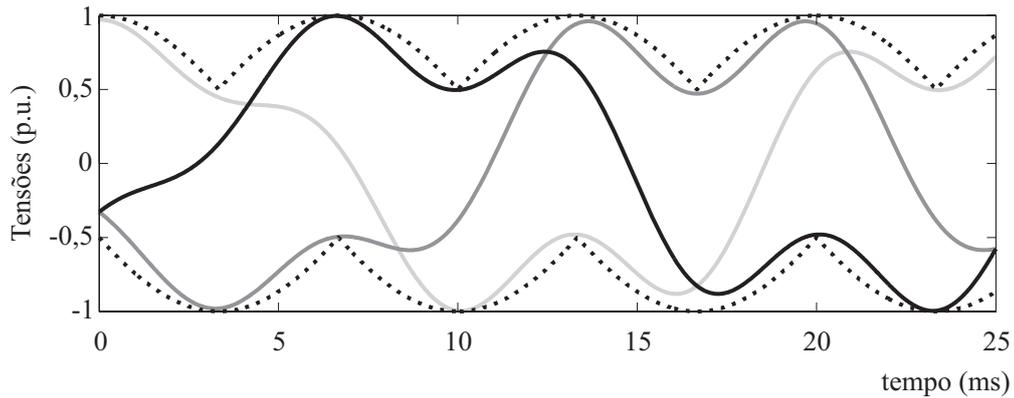


Figura 3.14: Tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica AV (tonalidades cinza), assim como a envolvente das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

### 3.5.3 Técnica de Rodríguez

A técnica de *Rodríguez* não controla o FDE, só controla as tensões na saída [42]. No retificador, sempre a maior tensão de linha da entrada é aplicada aos terminais do barramento CC fictício. É desta forma que a técnica produz um barramento CC para o controle do inversor. No inversor, a clássica comparação seno-triângulo é implementada [1].

Para garantir que a maior tensão de linha da entrada permaneça aplicada, a todo momento, ao barramento CC fictício, é necessário que as tensões associadas a  $i_{max}^*[k]$  e  $i_{med}^*[k]$  fiquem conectadas ao barramento CC durante todo o período de chaveamento. Portanto, para emular o barramento CC da técnica de *Rodríguez*, deve-se fixar, para todos os períodos de chaveamento,  $\Delta t_{med} = 1$ ,  $\Delta t_{min} = 0$  e  $\Delta t_{0A} = \Delta t_{0B} = \Delta t_{0C} = 0$ .

No inversor, é necessário encontrar a expressão analítica para o parâmetro de distribuição  $\mu$  que garanta razões de trabalho no inversor idênticas às da comparação seno-triângulo. A solução particular, em (3.43), usada para encontrar a solução geral das razões de trabalho na modulação escalar do inversor, em (3.49), é, por coincidência, a da comparação seno-triângulo. Portanto, para que a solução geral das razões de trabalho seja igual a solução particular, deve-se assegurar que  $m_j^G = m_j$  na equação (3.48). A única forma de assegurar que  $m_j^G = m_j$  é anulando o termo  $-\mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max})$ . Isolando o valor de  $\mu$  no

termo  $-\mu m_{min} + (1 - \mu)(1 - m_{max}) = 0$ , chega-se à seguinte expressão analítica:

$$\mu = \frac{1 - m_{max}}{1 - m_{max} + m_{min}}. \quad (3.66)$$

Para emular a técnica de *Rodríguez*, os graus de liberdade da estratégia de modulação escalar generalizada devem ser os seguintes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta t_{med} = 1 \\ \Delta t_{min} = 0 \\ \Delta t_{01} = 0 \\ \Delta t_{02} = 0 \\ \Delta t_{03} = 0 \\ \mu = \frac{1 - m_{max}}{1 - m_{max} + m_{min}} \end{array} \right. \quad (3.67)$$

As tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica de *Rodríguez*, assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada, são mostradas na Fig. 3.15, para o ganho de tensão  $q = 75\%$ . Como já foi discutido na seção (3.3), o ganho máximo de tensão real para a técnica de *Rodríguez* é de 75% e não de 82,7%, como se acreditava. Observa-se na Fig. 3.15 que as tensões desejadas na saída chegam no limite da envoltória quando o ganho de tensão é de 75%, corroborando o que foi dito anteriormente.

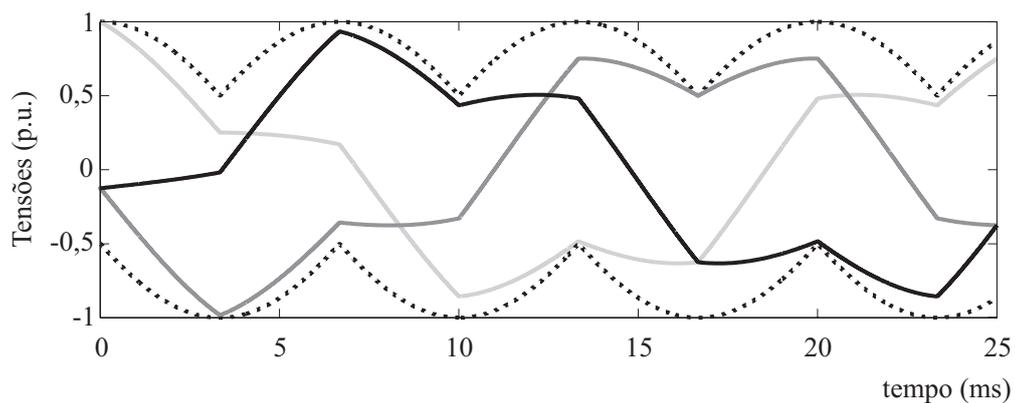


Figura 3.15: Tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica de *Rodríguez* (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para  $q = 75\%$ .

### 3.6 Técnicas Propostas Usando a Modulação Escalar Generalizada

Nesta seção, são propostas três técnicas PWM para CM baseadas na estratégia de modulação escalar generalizada. O objetivo de duas técnicas propostas é reduzir a distorção harmônica total das correntes na entrada e das tensões na saída de duas formas diferentes e o objetivo da terceira técnica proposta é reduzir as perdas por chaveamento no CM [69][70].

#### 3.6.1 Técnica para Redução da Distorção Harmônica 1 (RDH1)

Encontrar um conjunto de três graus de liberdade que garantam o menor conteúdo harmônico para as correntes na entrada e para as tensões na saída é uma tarefa difícil, pois, como já foi visto na seção anterior, os graus de liberdade podem assumir valores constantes, contínuos e descontínuos no tempo. Uma forma de facilitar o processo de busca de parâmetros ótimos é eliminar a influência de dois graus de liberdade e trabalhar somente com um terceiro grau de liberdade.

*Klumpner e Blaabjerg* propuseram uma forma de eliminar o tempo de aplicação dos vetores nulos de corrente na técnica HB [2], ou seja, garantir que  $\Delta t_{0c} = 0$ . Desta forma, os dois graus de liberdade do retificador são eliminados e o único grau de liberdade existente é o parâmetro de distribuição  $\mu$ . O tempo de aplicação dos vetores nulos de corrente é eliminado quando os tempos  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$  são ponderados da seguinte forma:

$$\Delta t'_{med} = \frac{\Delta t_{med}}{\Delta t_{med} + \Delta t_{min}} = \frac{\Delta t_{med}}{\Delta t_{max}} \quad (3.68)$$

$$\Delta t'_{min} = \frac{\Delta t_{min}}{\Delta t_{med} + \Delta t_{min}} = \frac{\Delta t_{min}}{\Delta t_{max}}. \quad (3.69)$$

Com essa ponderação dos intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , nenhuma tensão nula é aplicada ao barramento CC fictício e o valor médio de  $V_{posneg}$ , no período de chaveamento, não é mais constante. No controle do FDE da técnica proposta RDH1, os intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$  são calculados em (3.30) e ponderados, usando (3.68) e (3.69).

No controle das tensões de saída, um processo de busca do parâmetro  $\mu$  ótimo é realizado.

O objetivo é encontrar o valor de  $\mu$  que produza a menor distorção harmônica total ponderada ( $DHT_p$ ) para as correntes na entrada e para as tensões na saída. A  $DHT_p$  de um sinal (em %) é calculada como se segue:

$$DHT_p = 100 \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{F_{rms}(h)}{h}\right)^2}{F_{rms}(1)^2}} \%, \quad (3.70)$$

em que  $F_{rms}(h)$  é o valor eficaz da componente harmônica na frequência angular  $\omega_h = h\omega_1$  e  $\omega_1$  é a frequência angular da componente fundamental do sinal. O cálculo do valor eficaz das componentes harmônicas ( $F_{rms}(h)$ ) é detalhado em [1].

O processo de busca do parâmetro  $\mu$  ótimo é descrito: a técnica RDH1 foi simulada para valores de  $\mu$  variando por toda a faixa possível de valores ( $0 \leq \mu \leq 1$ ). O processo foi realizado para dois valores de ganho de tensão:  $q = \frac{1}{2} = 50\%$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ . O objetivo é analisar o comportamento das  $DHT_p$  para baixos ganhos e altos ganhos de tensão. As Fig. 3.16 e 3.17 mostram o valor da  $DHT_p$  das correntes na entrada e das tensões na saída para  $q = \frac{1}{2} = 50\%$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ , respectivamente.

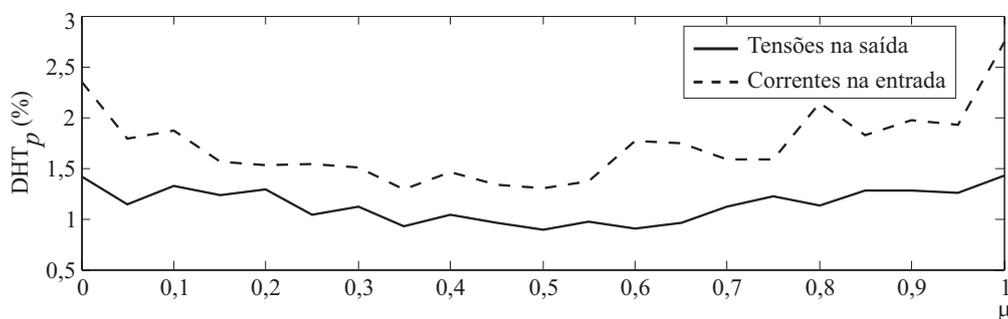


Figura 3.16:  $DHT_p$  das correntes na entrada e das tensões na saída para  $q = \frac{1}{2}$ .

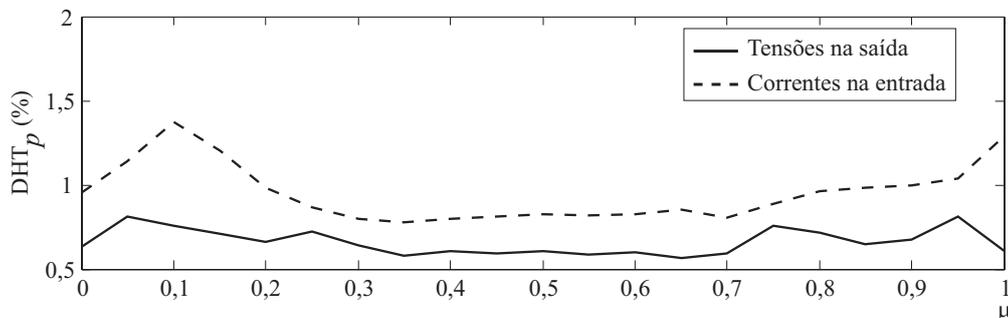


Figura 3.17:  $DHT_p$  das correntes na entrada e das tensões na saída para  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Observa-se na Fig. 3.16, que os menores valores da  $DHT_p$  para as correntes na entrada e para as tensões na saída foram alcançados quando  $\mu = \frac{1}{2} = 0,5$ . Portanto, esse é o valor ótimo de  $\mu$  para baixos ganhos de tensão.

Observa-se na Fig. 3.17, que os menores valores da  $DHT_p$  para as correntes na entrada e para as tensões na saída foram alcançados com valores diferentes de  $\mu$ . A menor  $DHT_p$  para as correntes na entrada foi alcançada quando  $\mu = \frac{1}{3}$  e a menor  $DHT_p$  para as tensões na saída foi alcançada quando  $\mu = \frac{2}{3}$ . Portanto, para altos ganhos de tensão, existem dois valores ótimos de  $\mu$  ( $\mu = \frac{1}{3}$  e  $\mu = \frac{2}{3}$ ). Se é priorizado a qualidade das tensões na saída, escolhe-se  $\mu = \frac{2}{3}$ , e, se é priorizado a qualidade das correntes na entrada, escolhe  $\mu = \frac{1}{3}$ .

O algoritmo a seguir resume a implementação da técnica RDH1 no CM, no começo de cada período de chaveamento:

1. Calcule os intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , usando (3.30);
2. Pondere os valores de  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , usando (3.68) e (3.69);
3. Se o ganho de tensão for menor ou igual a 50% ( $q \leq \frac{1}{2}$ ), escolha  $\mu = \frac{1}{2}$ . Se o ganho de tensão for maior que 50% ( $\frac{1}{2} < q \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$ ) e prioriza-se a qualidade das correntes na entrada, escolha  $\mu = \frac{1}{3}$ . Se o ganho de tensão for maior que 50% ( $\frac{1}{2} < q \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$ ) e prioriza-se a qualidade das tensões na saída, escolha  $\mu = \frac{2}{3}$ ;
4. Calcule a solução particular das razões de trabalho do inversor, usando (3.43);
5. Calcule a solução geral das razões de trabalho do inversor, usando (3.49) e o valor de  $\mu$  escolhido no terceiro passo do algoritmo;
6. Aplique o padrão de chaveamento proposto, visto na Fig. 3.11.

As tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica RDH1, assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada, são mostradas na Fig. 3.18, para o ganho de tensão máximo do CM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ) e  $\mu = \frac{2}{3}$ . Observa-se que a técnica RDH1 aproveita completamente a envoltória das tensões de entrada.

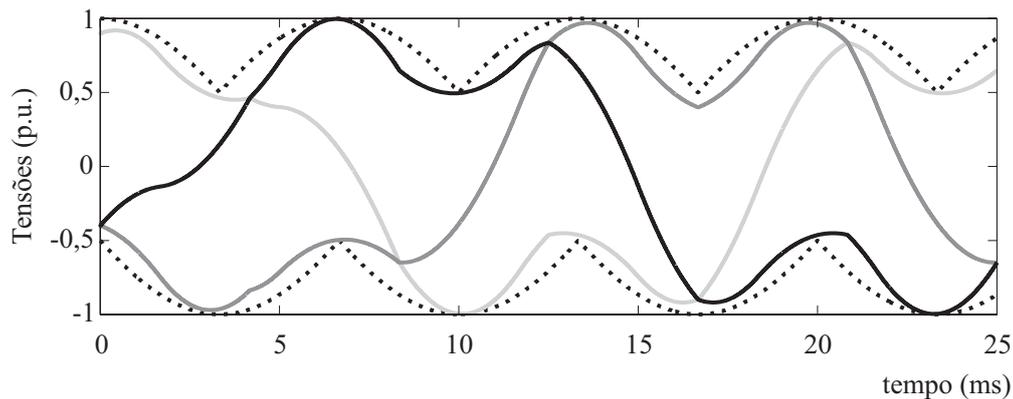


Figura 3.18: Tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica RDH1 (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\mu = \frac{2}{3}$ .

### 3.6.2 Técnica para Redução da Distorção Harmônica 2 (RDH2)

A técnica para Redução da Distorção Harmônica 2 (RDH2), diferente da técnica RDH1, não realiza a ponderação dos intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , ou seja, não elimina nenhum grau de liberdade do CM. Por outro lado, a técnica RDH2 é mais intuitiva.

A técnica de modulação que garante o menor conteúdo harmônico para as tensões na saída nos inversores trifásicos é a técnica de modulação vetorial simétrica [66]. Sabe-se que, nessa técnica, o tempo de aplicação do vetor  $V_0$  é igual ao tempo de aplicação do vetor  $V_7$ . Na modulação generalizada para inversores, essa situação é garantida quando  $\mu = \frac{1}{2}$ .

Na estratégia de modulação escalar generalizada, além das combinações nulas de tensão ( $0_{pos}$ ) e ( $0_{neg}$ ), existem as combinações nulas de corrente ( $0_A$ ), ( $0_B$ ) e ( $0_C$ ). O objetivo da técnica RDH2 é garantir que o tempo de aplicação das combinações nulas de correntes sejam todas iguais, assim como garantir que o tempo de aplicação das combinações nulas de tensão sejam iguais. Dessa forma, espera-se alcançar resultados na técnica RDH2 tão bons quanto aos resultados na modulação vetorial simétrica nos inversores. Portanto, os graus de

liberdade da estratégia de modulação escalar generalizada devem ser os seguintes:

$$\begin{cases} \Delta t_{0A} = \frac{T_c - \Delta t_{max}}{3} \\ \Delta t_{0B} = \frac{T_c - \Delta t_{max}}{3} \\ \Delta t_{0C} = \frac{T_c - \Delta t_{max}}{3} \\ \mu = \frac{1}{2} \end{cases} \quad (3.71)$$

O algoritmo a seguir resume a implementação da técnica RDH2 no CM, no começo de cada período de chaveamento:

1. Calcule os intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$ , usando (3.30);
2. Calcule os valores dos graus de liberdade, usando (3.71);
3. Calcule a solução particular das razões de trabalho do inversor, usando (3.43);
4. Calcule a solução geral das razões de trabalho do inversor, usando (3.49);
5. Aplique o padrão de chaveamento proposto, visto na Fig. 3.11.

As tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica RDH2, assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada, são mostradas na Fig. 3.19, para o ganho de tensão máximo do CM ( $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ). Observa-se que a técnica RDH2 aproveita completamente a envoltória das tensões de entrada.

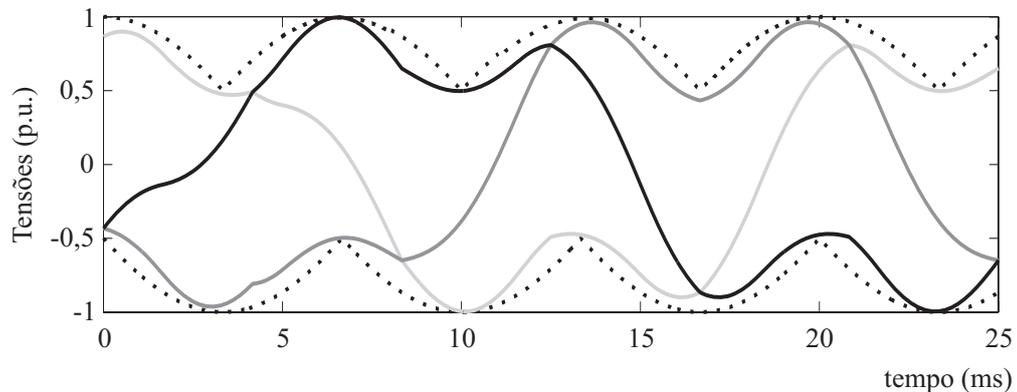


Figura 3.19: Tensões desejadas na saída  $v_{aN}^*$ ,  $v_{bN}^*$  e  $v_{cN}^*$  na técnica RDH2 (tonalidades cinza), assim como a envoltória das tensões mais positivas e mais negativas da entrada (linhas pontilhadas), para  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

### 3.6.3 Técnica para Redução das Perdas por Chaveamento (RPC)

O padrão de chaveamento proposto para a modulação escalar generalizada, vista na Fig. 3.11, garante que ocorram, no máximo, três comutações em cada braço do CM. Como um CM  $3 \times 3$  possui três braços, ocorrem, no máximo, nove comutações na modulação escalar generalizada. Na técnica de *Alesina e Venturini*, assim como nas técnicas RDH1 e RDH2, ocorrem sempre nove comutações, em cada período de chaveamento.

O objetivo da Técnica para Redução das Perdas por Chaveamento (RPC) é realizar o menor número de comutações possível, sem prejudicar o controle do FDE e das tensões na saída. Além do mais, a técnica RPC procura evitar que tais comutações ocorram nos instantes de tempo em que as correntes na carga estão próximas ao seu valor de pico. Sabe-se que as perdas por chaveamento nos IGBT dependem do valor da corrente de condução da chave. Portanto, se evita-se comutações nos instantes em que as correntes na carga estão próximas dos seus valores de pico, diminui-se as perdas por chaveamento nos CM.

*Chung e Sul* [71] foram os primeiros a estudar a possibilidade de sincronizar os instantes em que as correntes estavam próximas aos seus valores de pico com o momento de grampear uma fase, para alcançar menores perdas por chaveamento no retificador controlado. A expressão “grampear” uma fase significa que não ocorrem comutações nessa fase durante o período de chaveamento, ou seja, a fase permanece “grampeada” a um terminal do barramento CC durante todo o período de chaveamento.

Posteriormente, *Cavalcanti et al.* [72] adaptaram a técnica de *Chung e Sul* para a topologia do inversor fonte de tensão com barramento CC pulsado. A técnica sincroniza os instantes em que a corrente na carga está próxima do seu valor de pico com o grampeamento da fase correspondente.

Na técnica RPC, a técnica de *Cavalcanti et al.* é adaptada para a topologia do CM. O objetivo da técnica RPC é sincronizar os instantes em que as correntes na carga estão próximas aos seus valores de pico com o grampeamento do braço do CM correspondente. O grau de liberdade da modulação generalizada associado ao grampeamento de uma fase de saída é o parâmetro  $\mu$ . Como sabe-se, se  $\mu = 0$  ou  $\mu = 1$  são escolhidos, uma fase de

saída sempre fica grampeada a um terminal do barramento CC fictício, durante o período de chaveamento.

Os outros dois graus de liberdade do CM não são importantes para a técnica RPC e são eliminados da mesma forma que foram eliminados na técnica RDH1: os intervalos de tempo  $\Delta t_{med}$  e  $\Delta t_{min}$  são calculados, usando (3.30), e, posteriormente, são ponderados, usando (3.68) e (3.69).

Os únicos valores de  $\mu$  que garantem grampeamento na topologia retificador-barramento CC fictício-inversor são os valores  $\mu = 0$  e  $\mu = 1$ . Se  $\mu = 0$ , o terminal de saída que possuir a maior tensão permanece grampeado ao terminal *pos* do barramento CC fictício, enquanto, se  $\mu = 1$ , o terminal de saída que possuir a menor tensão permanece grampeado ao terminal *neg* do barramento CC fictício. Sabe-se que a maior tensão na saída em módulo pode ser tanto positiva quanto negativa. Se é desejado que o terminal de saída da maior tensão em módulo fique grampeado no barramento CC fictício a todo instante, é necessária a escolha apropriada do parâmetro  $\mu$ . A escolha adequada de  $\mu$  é esta: se a maior tensão na saída em módulo for positiva, aplique  $\mu = 0$  e, se a maior tensão na saída em módulo for negativa, aplique  $\mu = 1$ . Como o sinal da maior tensão na saída em módulo alterna entre positivo e negativo a cada  $60^\circ$  do período fundamental das tensões na saída, o valor de  $\mu$  apresenta um padrão  $\mu$  pulsado ( $\mu$  alternando entre o valor zero e o valor um).

Se esse padrão  $\mu$  pulsado for utilizado na modulação escalar generalizada, garante-se que o terminal de saída que possuir a tensão próxima do valor de pico (positivo ou negativo) ficará grampeado ao barramento CC fictício. Entretanto, é desejável que os terminais de saída fiquem grampeados não quando a tensão desse terminal está próxima do valor de pico e sim quando a corrente desse terminal estiver próxima do valor de pico. Uma maneira simples de solucionar esse problema é escolher o valor de  $\mu$  não pelo sinal da maior tensão na saída em módulo e sim pelo sinal da maior corrente na saída em módulo. Se o valor de  $\mu$  for escolhido pelo sinal das correntes e não das tensões, o padrão  $\mu$  pulsado apresentará um deslocamento de um ângulo  $\phi_c$  em relação ao padrão  $\mu$  pulsado anterior, em que  $\phi_c$  é o ângulo de deslocamento das correntes na carga em relação às respectivas tensões, ou seja,  $\phi_c$  é o ângulo da impedância da carga.

Foi verificaram que, se o valor de  $\mu$  for escolhido pelo sinal da maior corrente na saída em módulo e o ângulo  $\phi_c > 30^\circ$ , ocorrem momentos em que o terminal da maior corrente na saída em módulo não pode ser grampeado. A explicação é a seguinte: se é desejado que um terminal da saída fique grampeado quando  $\mu = 0$ , a tensão desse terminal **deve** ser a maior das três; se é desejado que um terminal da saída fique grampeado quando  $\mu = 1$ , a tensão desse terminal **deve** ser a menor das três. Se o valor de  $\mu$  for escolhido pelo sinal da maior corrente na saída em módulo e o ângulo  $\phi_c > 30^\circ$ , haverá momentos em que a tensão do terminal da maior corrente na saída em módulo não é nem o maior nem o menor das três tensões, ou seja, esse terminal não ficará grampeado.

Para solucionar esse problema, *Chung* e *Sul* definiram um conjunto de tensões trifásicos equilibrados deslocados de um ângulo de  $\phi_\mu$  das tensões desejadas na carga:

$$\begin{aligned} v_{a\mu}[k] &= \cos(\omega_s k T_c + \phi_\mu) \\ v_{b\mu}[k] &= \cos(\omega_s k T_c - \frac{2\pi}{3} + \phi_\mu) \cdot \\ v_{c\mu}[k] &= \cos(\omega_s k T_c + \frac{2\pi}{3} + \phi_\mu) \end{aligned} \quad (3.72)$$

O valor de  $\mu$  é escolhido em função do sinal da maior tensão  $v_{j\mu}[k]$  em módulo: se a maior tensão  $v_{j\mu}[k]$  em módulo for positiva, escolha  $\mu = 0$ ; se a maior tensão  $v_{j\mu}[k]$  em módulo for negativa, escolha  $\mu = 1$ .

Esse ângulo  $\phi_\mu$  é uma função do ângulo da impedância da carga  $\phi_c$ , mas essa função não é linear. *Chung* e *Sul*, em [71], determinaram os valores de  $\phi_\mu$  que garantem que o terminal da maior corrente na saída em módulo permaneça grampeado a maior parte dos instantes. A Fig. 3.20 mostra os valores de  $\phi_\mu$  em função do ângulo da impedância da carga  $\phi_c$ .

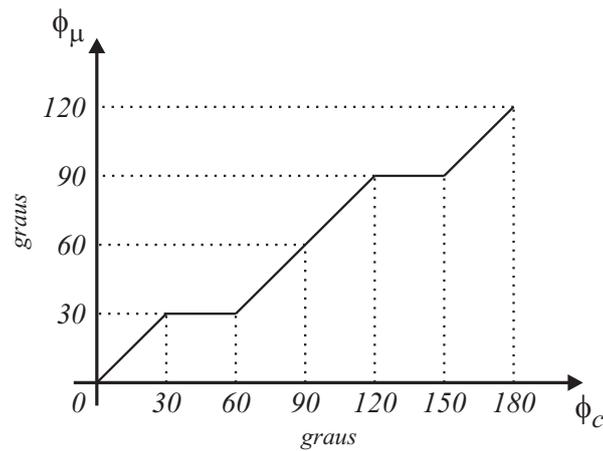


Figura 3.20: Valores de  $\phi_\mu$  em função do ângulo da impedância da carga  $\phi_c$ , usados para determinar o padrão  $\mu$  pulsado na técnica RPC.

Resultados de simulação da técnica RPC para quatro situações de carga diferentes são mostrados na Fig. 3.21. O ângulo  $\phi_c$  é incrementado de  $15^\circ$  em  $15^\circ$  (Fig. 3.21(a) a Fig. 3.21(d)). É possível notar o deslocamento no tempo do pico da corrente ( $i_a$ , linha pontilhada), mostrando o incremento em  $\phi_c$ . A linha contínua mostra a razão de trabalho da chave  $S_a$  no inversor ( $m_a$ ). Os segmentos grampeados de  $m_a$  são produzidos nos momentos que  $\mu = 1$  e a tensão da fase  $a$  é a mais negativa das três. Pode ser visto que os segmentos grampeados de  $m_a$  são sincronizados com os picos da corrente  $i_a$ , mostrando que a técnica RPC está diminuindo as perdas por chaveamento no CM.

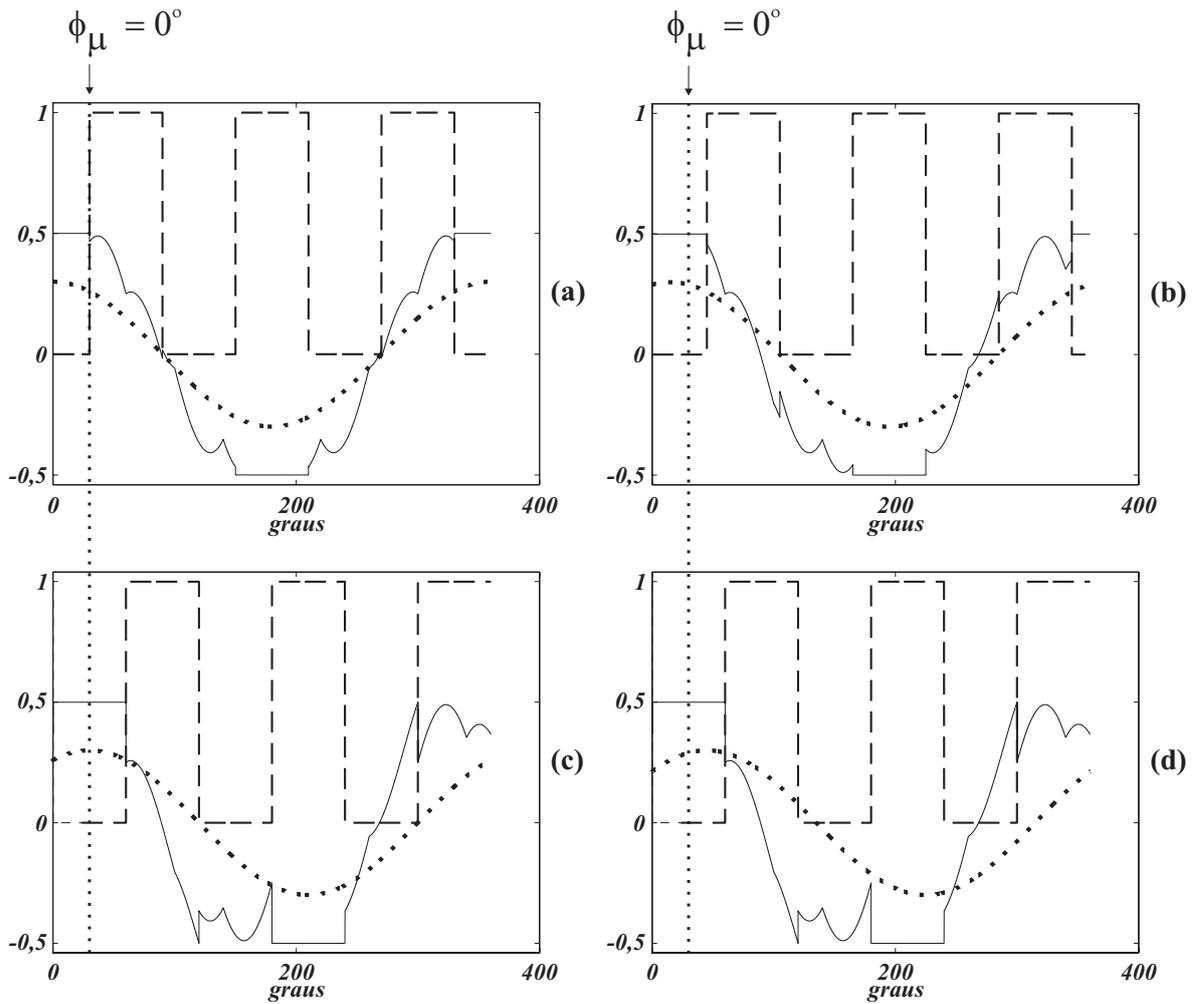


Figura 3.21: Linha contínua: razão de trabalho da chave  $S_a$  no inversor (com offset de 0,5:  $m_a - 0,5$ ); linha tracejada: padrão  $\mu$  pulsado; linha pontilhada: corrente na fase de saída  $a$  (normalizada:  $-0,3 \leq i_a \leq 0,3$ ). (a)  $\phi_c = 0^\circ$  ( $\phi_\mu = 0^\circ$ ); (b)  $\phi_c = 15^\circ$  ( $\phi_\mu = 15^\circ$ ); (c)  $\phi_c = 30^\circ$  ( $\phi_\mu = 30^\circ$ ); (d)  $\phi_c = 45^\circ$  ( $\phi_\mu = 30^\circ$ ).

Duas observações relacionadas à técnica RPC devem ser feitas.

A primeira observação está relacionada à diferença entre padrão  $\mu$  pulsado da técnica HB e o padrão  $\mu$  pulsado da técnica RPC. Como foi visto na seção 3.5.1, o valor de  $\mu$  na técnica de HB depende do sinal da maior corrente na entrada em valor absoluto ( $i_{max}^*[k]$ ), ou seja, o padrão  $\mu$  pulsado varia de acordo com a frequência da rede elétrica. Na técnica RPC, o valor de  $\mu$  depende do sinal da maior tensão  $v_{j\mu}[k]$  em valor absoluto, ou seja, o padrão  $\mu$  pulsado varia de acordo com a frequência das tensões desejadas na carga.

A segunda observação está relacionada ao número de comutações da técnica RPC. No

inversor, o padrão  $\mu$  pulsado garante que sempre um terminal de saída está conectado a um terminal do barramento CC fictício. No retificador, a ponderação dos intervalos de tempo  $\Delta t'_{med}$  e  $\Delta t'_{min}$  garante que o terminal de entrada associado à corrente desejada na entrada  $i_{max}^*[k]$  permanece grampeado a um terminal do barramento CC fictício. Se, por coincidência, o terminal de entrada associado à  $i_{max}^*[k]$  estiver grampeado ao mesmo terminal do barramento CC fictício que o do terminal de saída, não ocorrerá comutação em um dos braços do CM, no período de chaveamento. Nesse caso, a técnica RPC terá um total de seis comutações. Se o terminal de entrada associado à  $i_{max}^*[k]$  estiver grampeado a um terminal do barramento CC fictício diferente que o do terminal de saída, ocorrerá **uma** comutação em um dos braços do CM, enquanto nos outros braços ocorrerá as três comutações usuais. Nesse caso, a técnica RPC terá um total de sete comutações. Portanto, na técnica RPC, ocorrem sempre seis ou sete comutações.

### 3.7 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi apresentar a estratégia de modulação escalar generalizada para CM. Para provar a capacidade de generalização da estratégia, três técnicas PWM conhecidas para CM foram analisadas e os graus de liberdade de cada uma das técnicas foram encontrados. Se esses graus de liberdade forem aplicados, a estratégia generalizada produzirá razões de trabalho das chaves idênticas às razões de trabalho das técnicas originais. Três técnicas PWM para CM foram propostas a partir da modulação generalizada. Duas técnicas propõem minimizar o valor da DHT das correntes na entrada e das tensões na saída do CM e a outra propõe diminuir o número de comutações e as perdas por chaveamento no CM.

# 4

## SIMULAÇÕES DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Os modelos da fonte de alimentação trifásica, do filtro de entrada LC, do conversor matricial  $3 \times 3$  e da carga RL foram detalhados no Capítulo 2. No Capítulo 3, diversas técnicas PWM para CM foram apresentadas e a modulação escalar generalizada foi proposta. Com o objetivo de comparar o comportamento do circuito de potência para as diferentes técnicas de modulação, foi implementado um programa de simulação. Nesse programa, os modelos da fonte, do filtro, do conversor e da carga são transformados de tempo contínuo para tempo discreto, já que o MATLAB® (a plataforma de simulação utilizada) consegue representar o comportamento de sistemas somente em tempo discreto.

O método de discretização utilizado é a transformação bilinear, também conhecido como método de *Tustin* [73]. Nesse método, a primeira derivada de um sinal  $x(t)$  qualquer, denominada de  $\dot{x}(t)$ , é implementada da seguinte forma:

$$\begin{cases} x(t) & \xrightarrow{\text{discretização}} & x[k] \\ \dot{x}(t) & \xrightarrow{\text{discretização}} & \frac{x[k]-x[k-1]}{T_{passo}} \end{cases}, \quad (4.1)$$

em que  $T_{passo}$  é o passo de cálculo utilizado para representar os modelos contínuos em tempo discreto. Da mesma forma, as funções de transferência no domínio  $s$  são mapeadas no domínio  $z$ , através da seguinte substituição:

$$\begin{cases} s & \xrightarrow{\text{discretização}} & \frac{2}{T_{passo}} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \end{cases}. \quad (4.2)$$

Para simular o comportamento do sistema com boa precisão, a frequência com que o

tempo contínuo é amostrado no programa de simulação ( $f_{passo} = \frac{1}{T_{passo}}$ ) deve ser bem maior que a frequência de amostragem dos sinais de controle ( $f_a$ ) e a frequência de chaveamento ( $f_c$ ).

No programa de simulação, as técnicas de controle são implementadas no começo de cada período de chaveamento  $T_c$ . As variáveis de entrada dos algoritmos de controle são as amostras das tensões na entrada do CM e, em alguns casos, das correntes na saída do mesmo. As variáveis de saída são as razões de trabalho das nove chaves do CM ( $m_{Kj}$ ). O padrão de chaveamento proposto no Cap. 3 define as funções de chaveamento  $S_{Kj}(t)$ . Como as funções de chaveamento são variáveis de tempo contínuo, elas devem ser representadas na mesma frequência com que o tempo contínuo é amostrado nos modelos matemáticos.

O objetivo deste capítulo é mostrar resultados de simulações do circuito de potência do CM  $3 \times 3$  para as diversas técnicas de controle apresentadas no Capítulo 3. As simulações são analisadas e comparadas de acordo com dois critérios: distorção harmônica total e número de comutações em cada período de chaveamento.

#### 4.1 Parâmetros das simulações e critérios de comparação

Os parâmetros de todas as simulações mostradas nesse capítulo são descritos a seguir, salvo menção contrária. A rede elétrica é modelada como uma fonte de tensão senoidal trifásica, equilibrada e ideal (possui impedância série nula). Os parâmetros da rede elétrica são os seguintes:

- Valor eficaz da tensão fase-neutro:  $V_e = 220V$ ;
- Frequência da rede elétrica:  $f_e = 60Hz$ ;
- Tensões trifásicas na seqüência  $abc$ .

O filtro de entrada do CM é composto de três ramos LC (um para cada fase de entrada) conectadas em estrela (conexão em  $Y$ ). O ponto central do filtro é conectado ao neutro da fonte de alimentação, conforme apresentado na Fig. 2.4. A frequência de corte ( $f_{corte}$ ) escolhida foi de  $720Hz$ . Os parâmetros do filtro são os seguintes:

- Indutância:  $L_f = 2,2mH$ ;
- Resistência interna do indutor:  $R_f = 0,1\Omega$ ;
- Capacitância:  $C_f = 22\mu F$ .

O CM é composto de nove chaves bidirecionais ideais, ou seja, as chaves disparam e bloqueiam instantaneamente e possuem tensão de condução e corrente de bloqueio nulas. A frequência de chaveamento  $f_c$  é de  $4kHz$  e, portanto,  $T_c = 250\mu s$ . A carga do CM é composta por três ramos RL (um para cada fase de saída) conectadas em estrela. O ponto central da carga é o neutro  $n$ , que não é conectado ao neutro da fonte de alimentação. Os parâmetros da carga são os seguintes:

- Resistência da carga:  $R_c = 33\Omega$ ;
- Indutância da carga:  $L_c = 75,8mH$ .

Uma carga trifásica  $RL$  com essas especificações possuem as seguintes características:

- Módulo da impedância da carga:  $|Z_c| = 38,1\Omega$ ;
- Ângulo da impedância da carga:  $\phi_c = 30^\circ$ ;
- Frequência de corte da carga:  $f_{carga} = 70Hz$ .

Os parâmetros do programa de simulação e os parâmetros desejados no algoritmo de controle são os seguintes:

- Frequência de amostragem do tempo contínuo:  $f_{passo} = 100kHz$ ;
- Tempo total da simulação:  $75ms$ ;
- Frequência de amostragem das tensões e correntes:  $f_a = f_c = 4kHz$ ;
- Fator de deslocamento desejado na entrada:  $FDE = 1$ ;
- Ganho de tensão desejado:  $q = \frac{1}{2}$  ou  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  (depende da simulação);
- Frequência desejada das tensões na saída:  $f_s = 40Hz$ .

Dois critérios de comparação são usados: a Distorção Harmônica Total (DHT) e o número de comutações em cada período de chaveamento. A DHT é uma medida que informa a quantidade de energia total que está presente nas componentes harmônicas de um sinal qualquer. Para o cálculo da DHT de um sinal, é necessário determinar o valor eficaz das componentes cujas frequências são múltiplas da frequência fundamental. Define-se  $F_{rms}(h)$  como o valor eficaz da componente harmônica na frequência angular  $\omega_h = h\omega_1$ , em que  $\omega_1$  é a frequência angular da componente fundamental do sinal  $f(t)$ . O cálculo do valor eficaz das componentes harmônicas ( $F_{rms}(h)$ ) é detalhado em [1]. A DHT (em %) de um sinal  $f(t)$  é calculada como se segue:

$$DHT = 100 \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} (F_{rms}(h))^2}{(F_{rms}(1))^2}} \% . \quad (4.3)$$

Como o tempo contínuo é amostrado à uma frequência de  $100kHz$  no programa de simulação, pelo teorema de *Nyquist*, só é possível representar as componentes harmônicas até metade dessa frequência de amostragem, ou seja, até  $50kHz$  [73]. Portanto, só é possível calcular o valor eficaz das componentes  $F_{rms}(h)$  até  $50kHz$ .

Na comparação entre as técnicas de controle, será considerado o número de comutações realizadas nas nove chaves do CM em cada período de chaveamento. Por exemplo, se durante um período de chaveamento a fase de saída  $a$  do CM se conectar à fase de entrada  $A$ ,  $B$  e  $C$ , haverá três comutações nesse braço do CM, ou seja, uma comutação da chave da fase  $A$  para a chave da fase  $B$ , uma da chave da fase  $B$  para a chave da fase  $C$  e outra da chave da fase  $C$  para a chave da fase  $A$  (realizada na transição de um período de chaveamento para outro).

## 4.2 Resultados de Simulação

São realizadas simulações com todas as técnicas abordadas no Capítulo 3: as três técnicas de controle bem conhecidas (*Huber e Borojević* [26], *Alesina e Venturini* [41] e *Rodríguez* [42]) e as três técnicas propostas (Técnica para Redução da Distorção Harmônica 1, Técnica para Redução da Distorção Harmônica 2 e Técnica para Redução das Perdas

por Chaveamento [67][69][68][70]). São mostradas duas simulações de cada técnica: uma simulação com com ganho de tensão  $q = \frac{1}{2}$  e outra com ganho de tensão máximo  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  (a Técnica de *Rodríguez* possui ganho de tensão máximo de  $q = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$  e foi simulada nesse ganho). Cada uma das simulações contém duas figuras (parte (a) e parte (b)) e cada figura contém quatro conjuntos de curvas.

A primeira figura (parte (a)) exhibe a tensão instantânea e a tensão desejada no terminal de saída do CM em relação ao neutro da fonte de alimentação ( $v_{aN}(t)$  e  $v_{aN}^*(t)$ ), a tensão instantânea e a tensão desejada na carga do CM e sua respectiva corrente instantânea ( $v_{an}(t)$ ,  $v_{an}^*(t)$  e  $i_a(t)$ ), a corrente instantânea e a tensão instantânea no terminal de entrada do CM ( $i_A(t)$  e  $v_{AN}(t)$ ) e a tensão instantânea e a corrente instantânea na rede elétrica ligada ao CM ( $v_{fAN}(t)$  e  $i_{fA}(t)$ ). É importante ressaltar que todas as correntes exibidas nas figuras ( $i_a(t)$ ,  $i_A(t)$  e  $i_{fA}(t)$ ) tiveram um ganho de 40 para que pudessem ser exibidas na mesma escala que as tensões, ou seja, o valor real das correntes é 40 vezes menor que o exibido nas figuras.

A segunda figura (parte (b)) exhibe os espectros harmônicos de quatro sinais: a tensão na carga  $v_{an}(t)$ , a corrente na carga  $i_a(t)$ , a corrente na entrada do CM  $i_A(t)$  e a corrente na rede elétrica  $i_{fA}(t)$ . Os valores eficazes de todas as componentes harmônicas foram normalizadas pelo valor eficaz da componente fundamental e transformadas em por cento. Portanto, a componente fundamental possui valor 100%. O objetivo dos espectros é mostrar como a carga filtra a tensão em seus terminais e demanda uma corrente com conteúdo harmônico reduzido e como o filtro na entrada elimina os harmônicos de alta frequência na corrente  $i_A(t)$  e demanda uma corrente  $i_{fA}(t)$  filtrada.

#### 4.2.1 Técnica de Huber e Borojević

As Fig. 4.1 e 4.2 mostram simulações da técnica de *Huber e Borojević* com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , respectivamente.

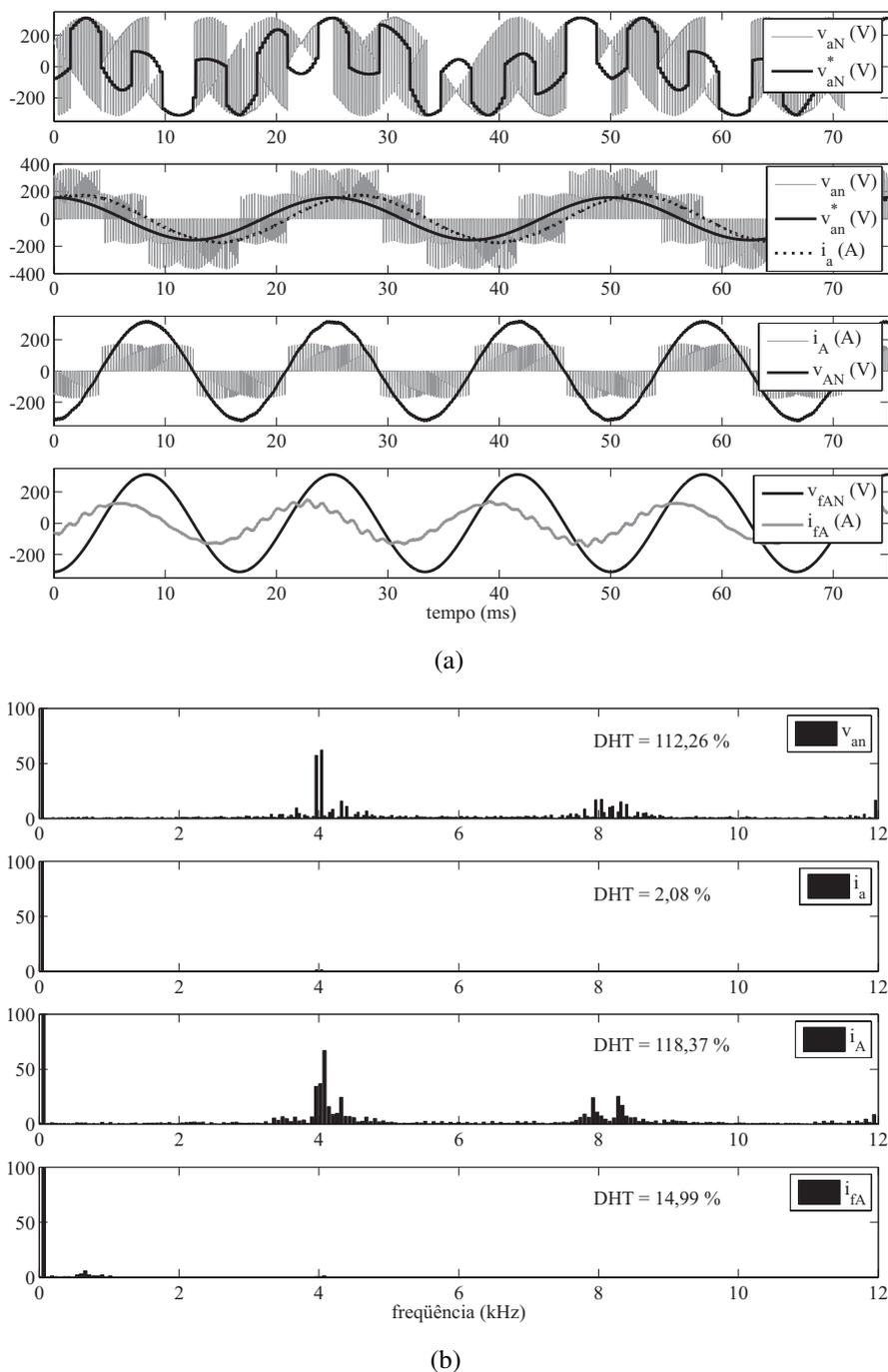
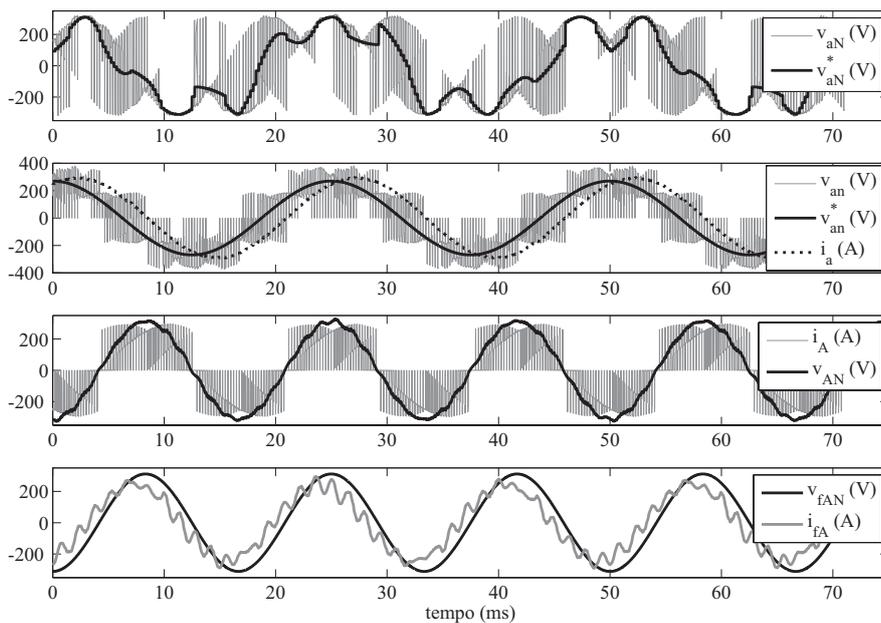
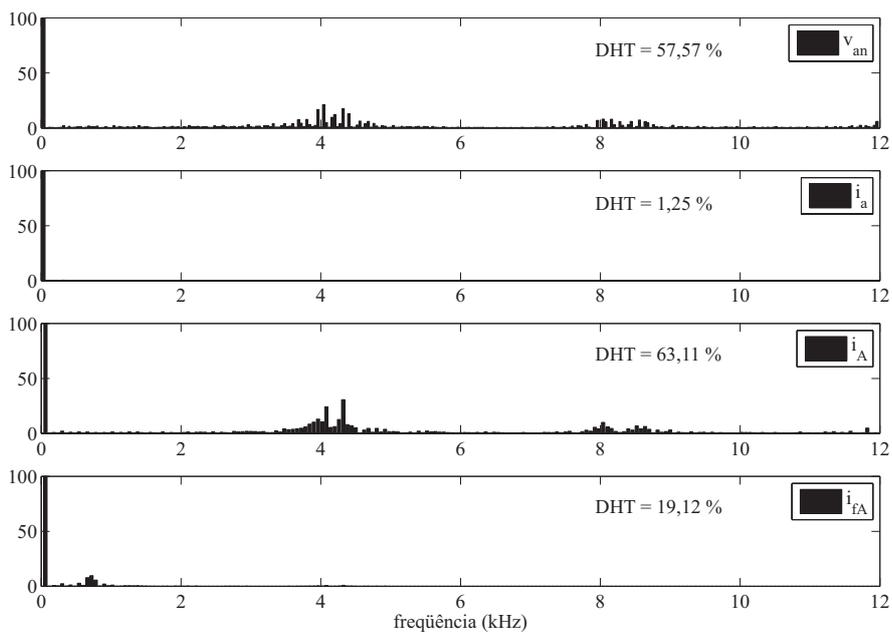


Figura 4.1: Resultado da simulação da técnica de *Huber e Borojević* com ganho  $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)



(b)

Figura 4.2: Resultado da simulação da técnica de *Huber e Borojević* com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

### 4.2.2 Técnica de Alesina e Venturini

As Fig. 4.3 e 4.4 mostram simulações da técnica de *Alesina e Venturini* com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , respectivamente.

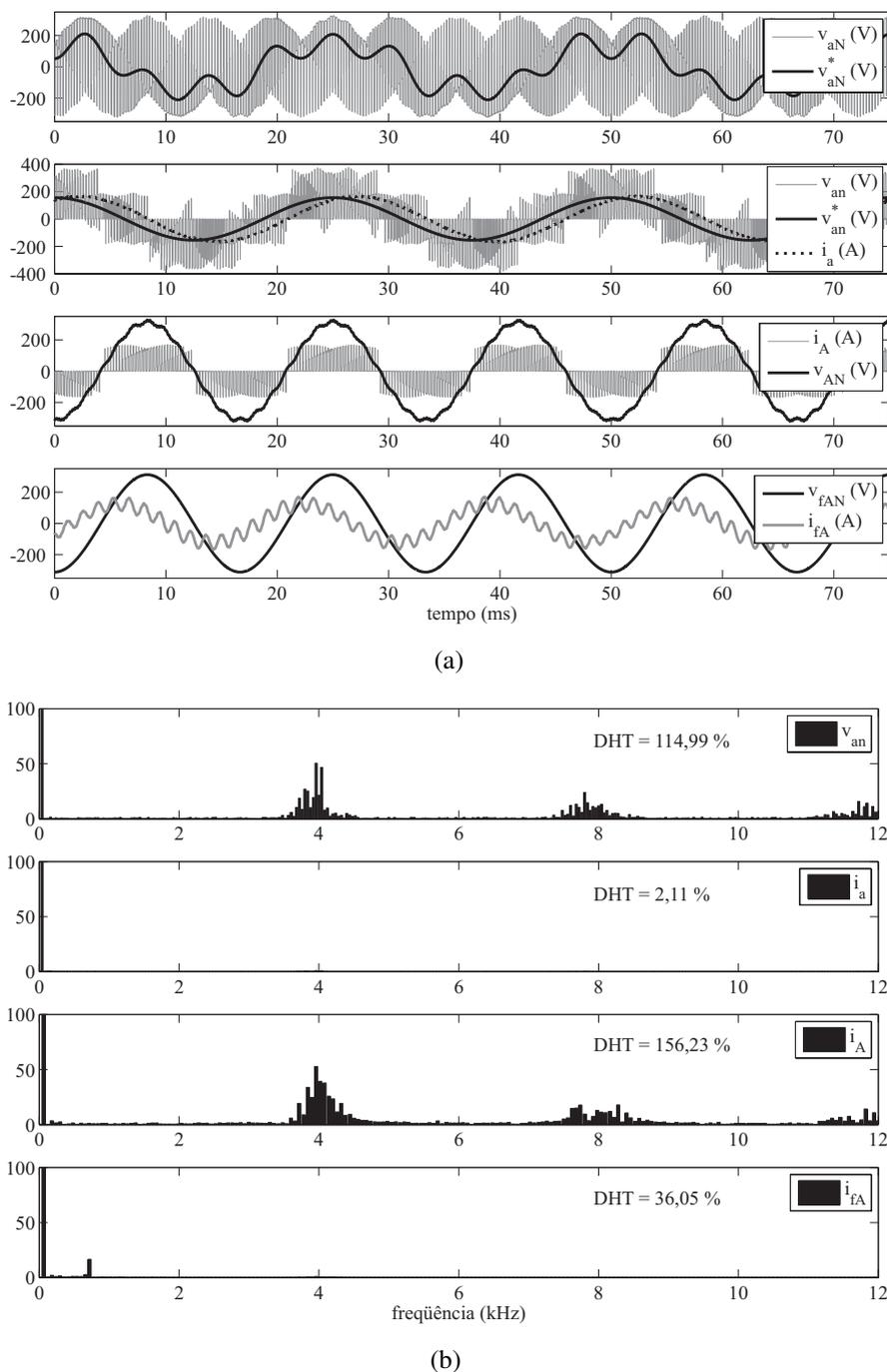
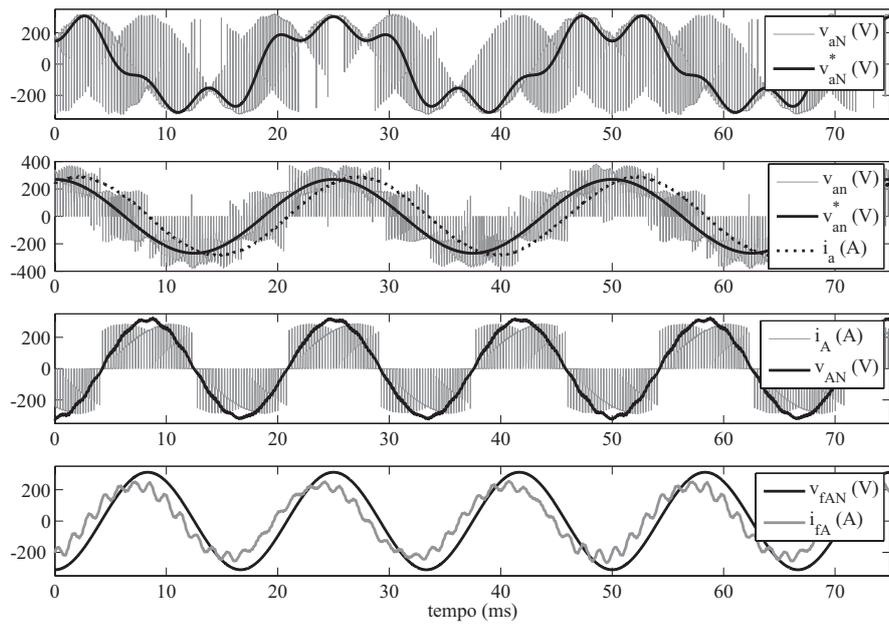
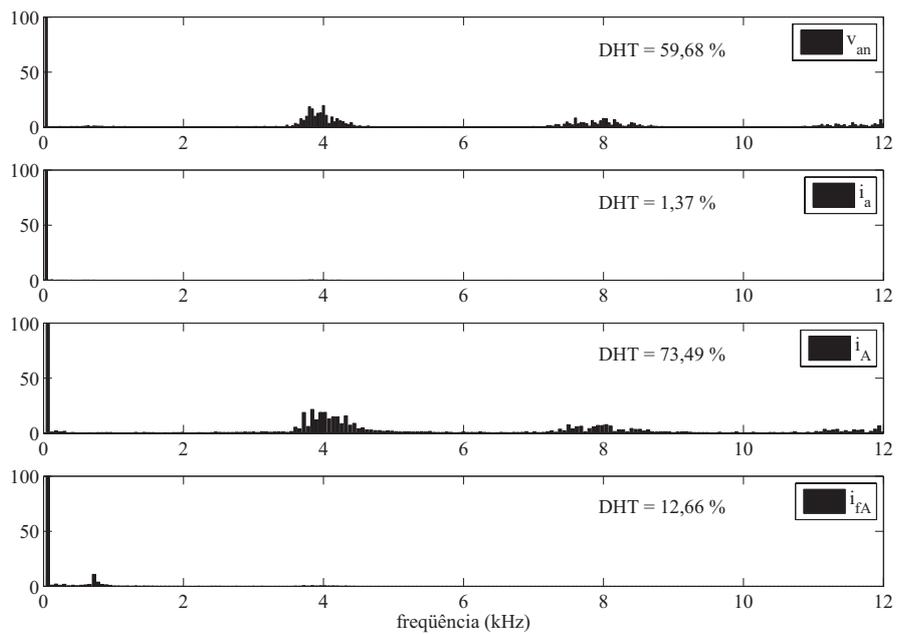


Figura 4.3: Resultado da simulação da técnica de *Alesina e Venturini* com ganho  $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)



(b)

Figura 4.4: Resultado da simulação da técnica de *Alesina e Venturini* com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

### 4.2.3 Técnica de Rodríguez

As Fig. 4.5 e 4.6 mostram simulações da técnica de *Rodríguez* com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$ , respectivamente.

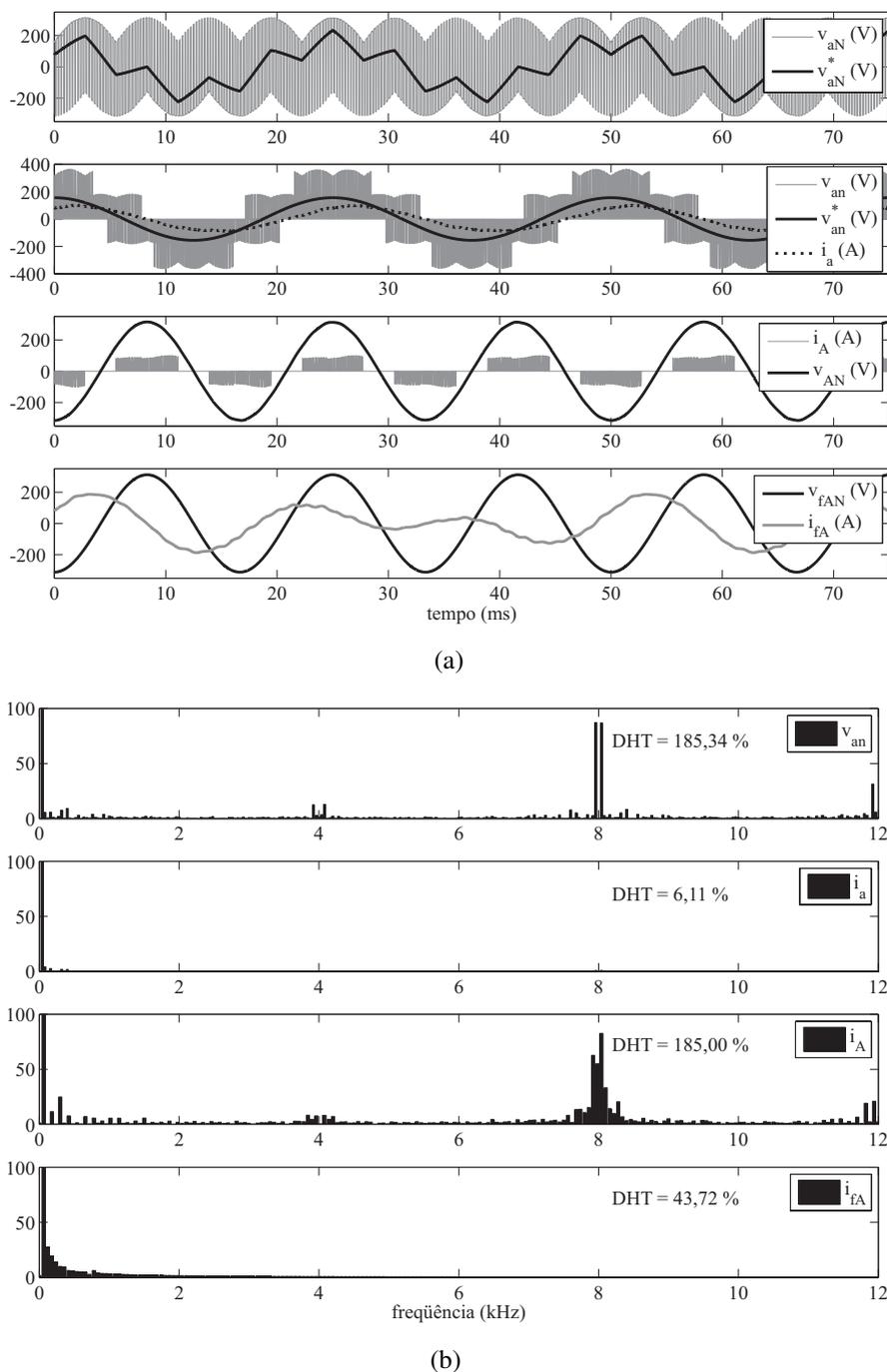
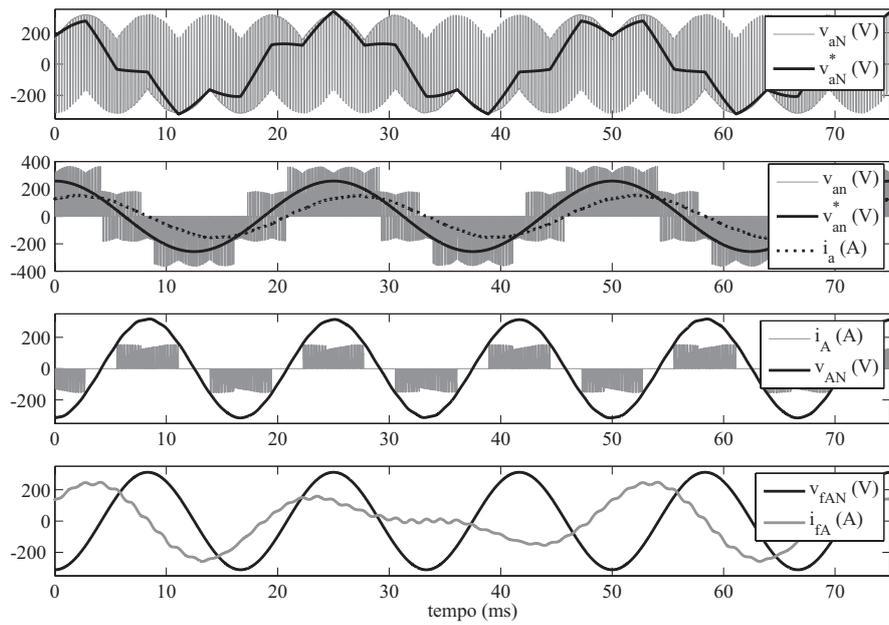
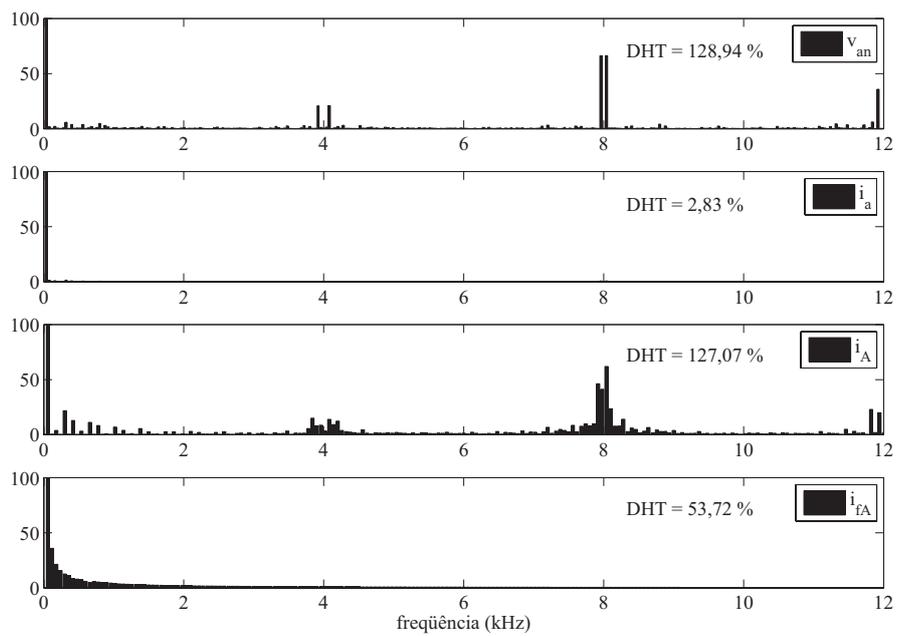


Figura 4.5: Resultado da simulação da técnica de *Rodríguez* com ganho  $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)

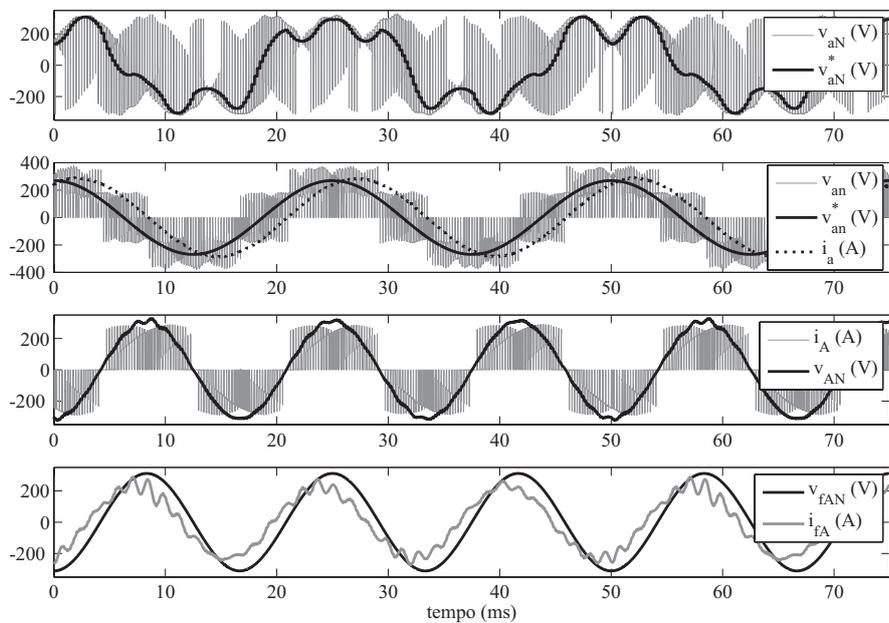


(b)

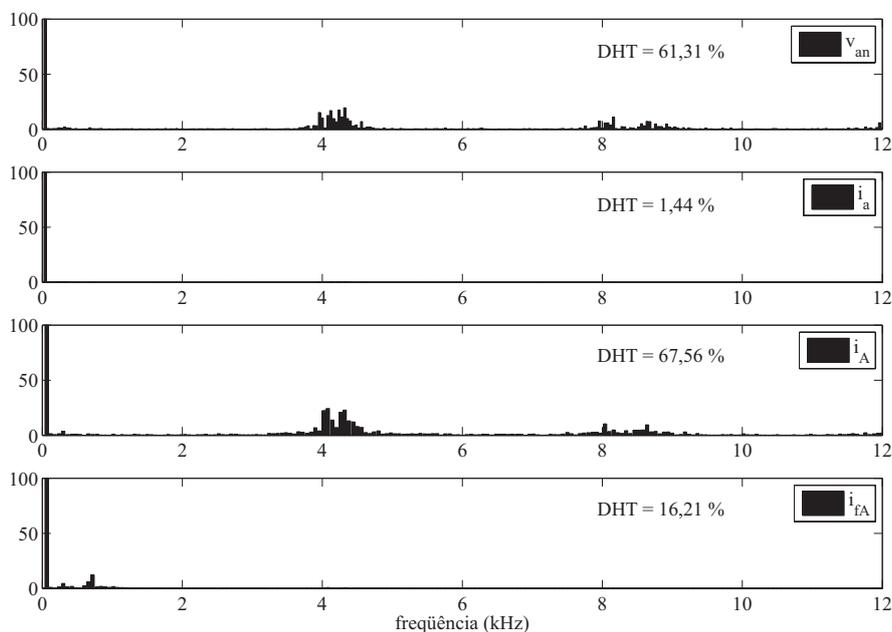
Figura 4.6: Resultado da simulação da técnica de *Rodríguez* com ganho  $q = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

#### 4.2.4 Técnica para Redução da Distorção Harmônica 1

As Fig. 4.7, 4.8 e 4.9 mostram simulações da técnica RDH1 com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\mu = \frac{1}{3}$ , com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $\mu = \frac{1}{2}$  e com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\mu = \frac{2}{3}$ , respectivamente.

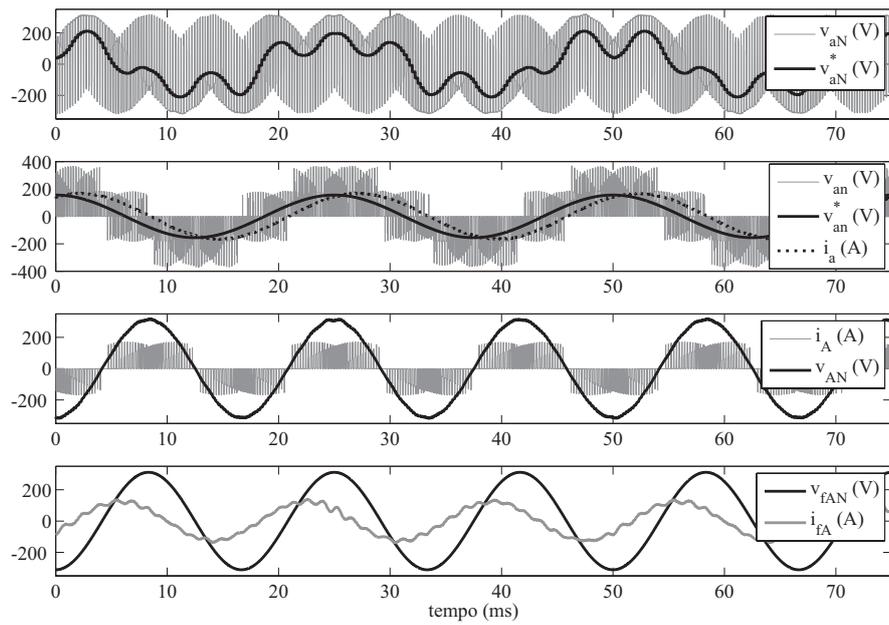


(a)

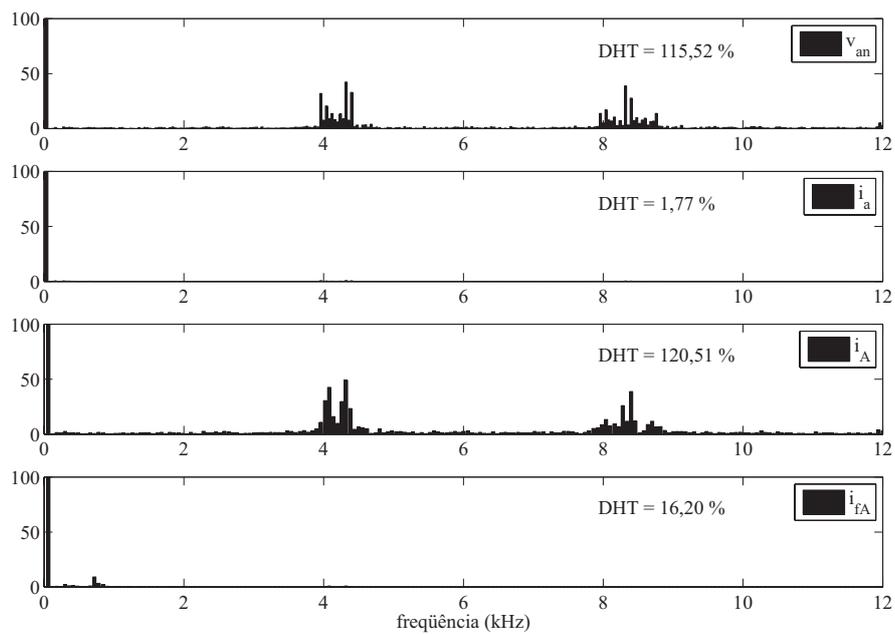


(b)

Figura 4.7: Resultado da simulação da técnica RDH1 com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\mu = \frac{1}{3}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

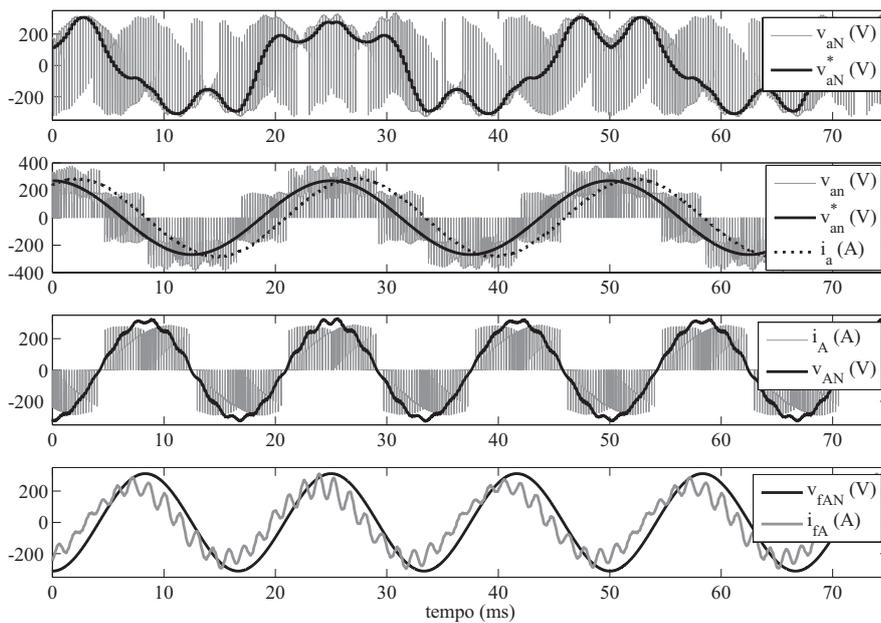


(a)

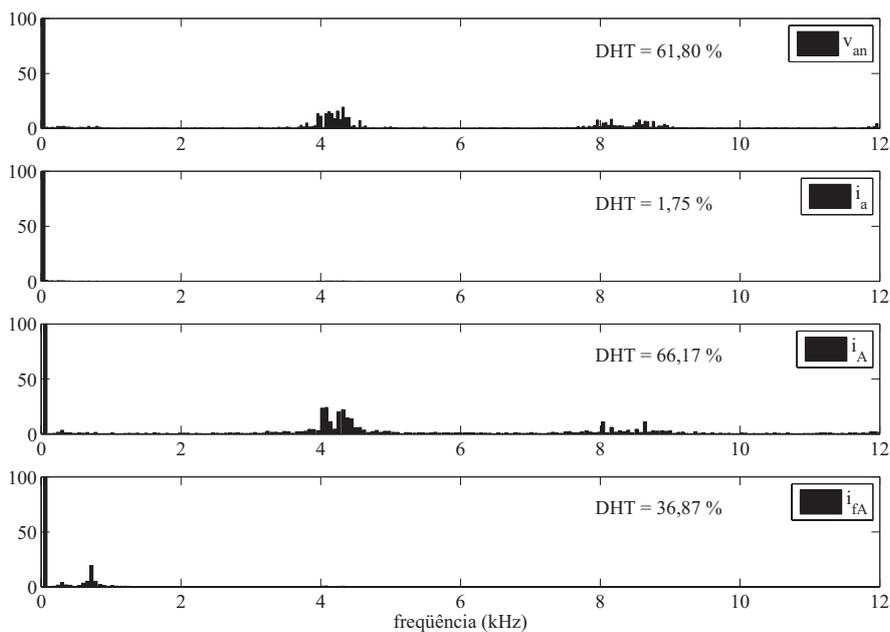


(b)

Figura 4.8: Resultado da simulação da técnica RDHI com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $\mu = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)



(b)

Figura 4.9: Resultado da simulação da técnica RDH1 com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  e  $\mu = \frac{2}{3}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

#### 4.2.5 Técnica para Redução da Distorção Harmônica 2

As Fig. 4.10 e 4.11 mostram simulações da técnica RDH2 com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , respectivamente.

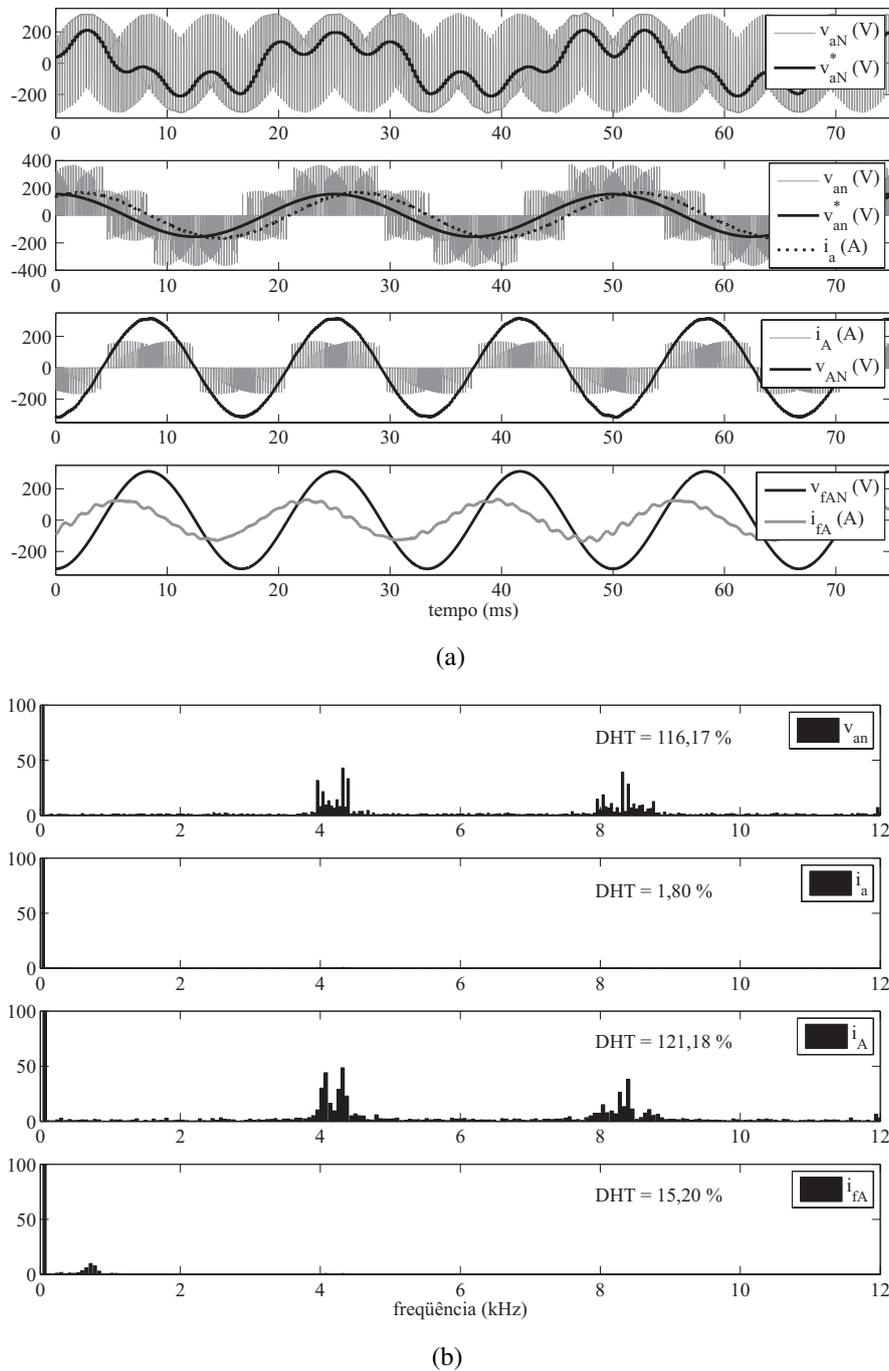
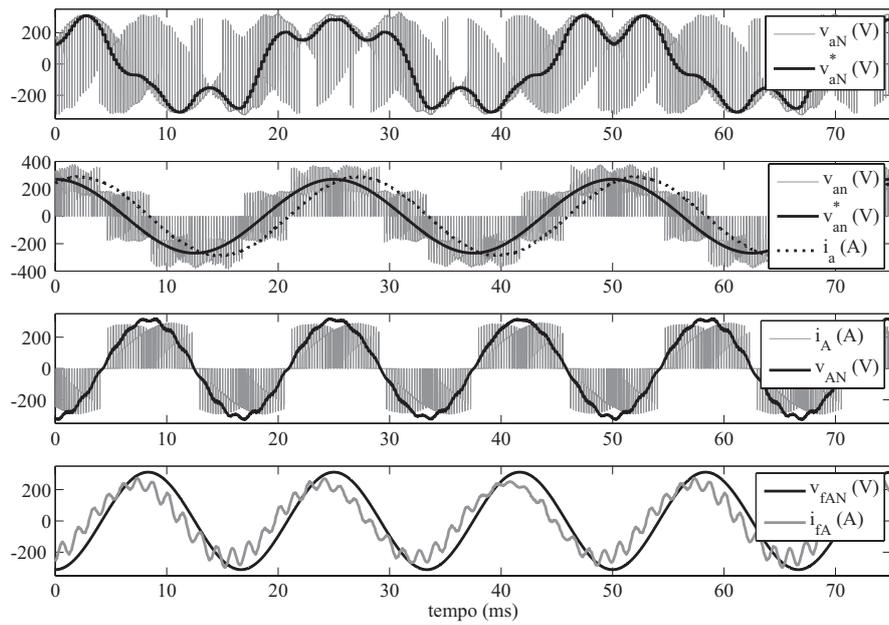
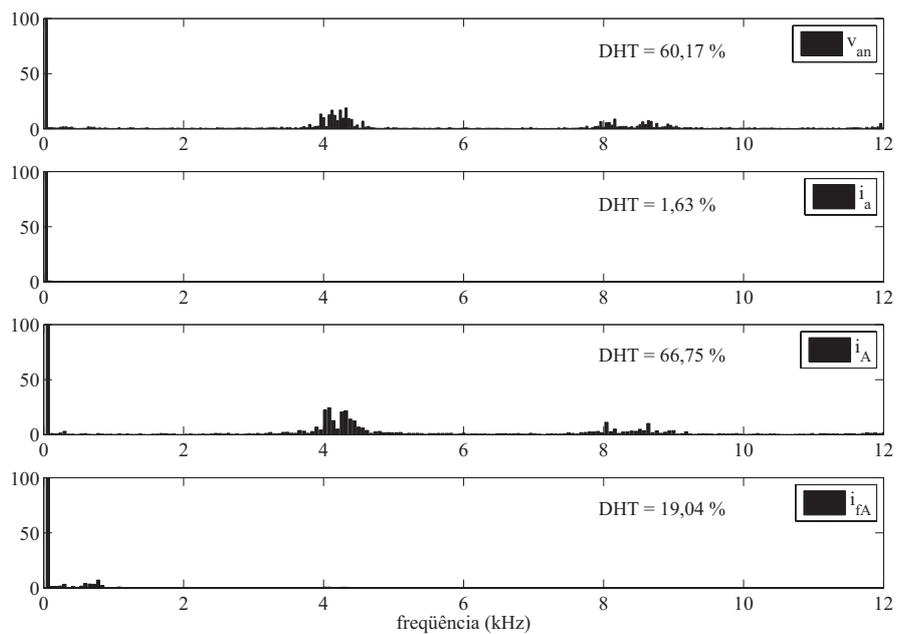


Figura 4.10: Resultado da simulação da técnica RDH2 com ganho  $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)



(b)

Figura 4.11: Resultado da simulação da técnica RDH2 com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

#### 4.2.6 Técnica para Redução das Perdas por Chaveamento

As Fig. 4.12 e 4.13 mostram simulações da técnica RPC com ganho  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , respectivamente.

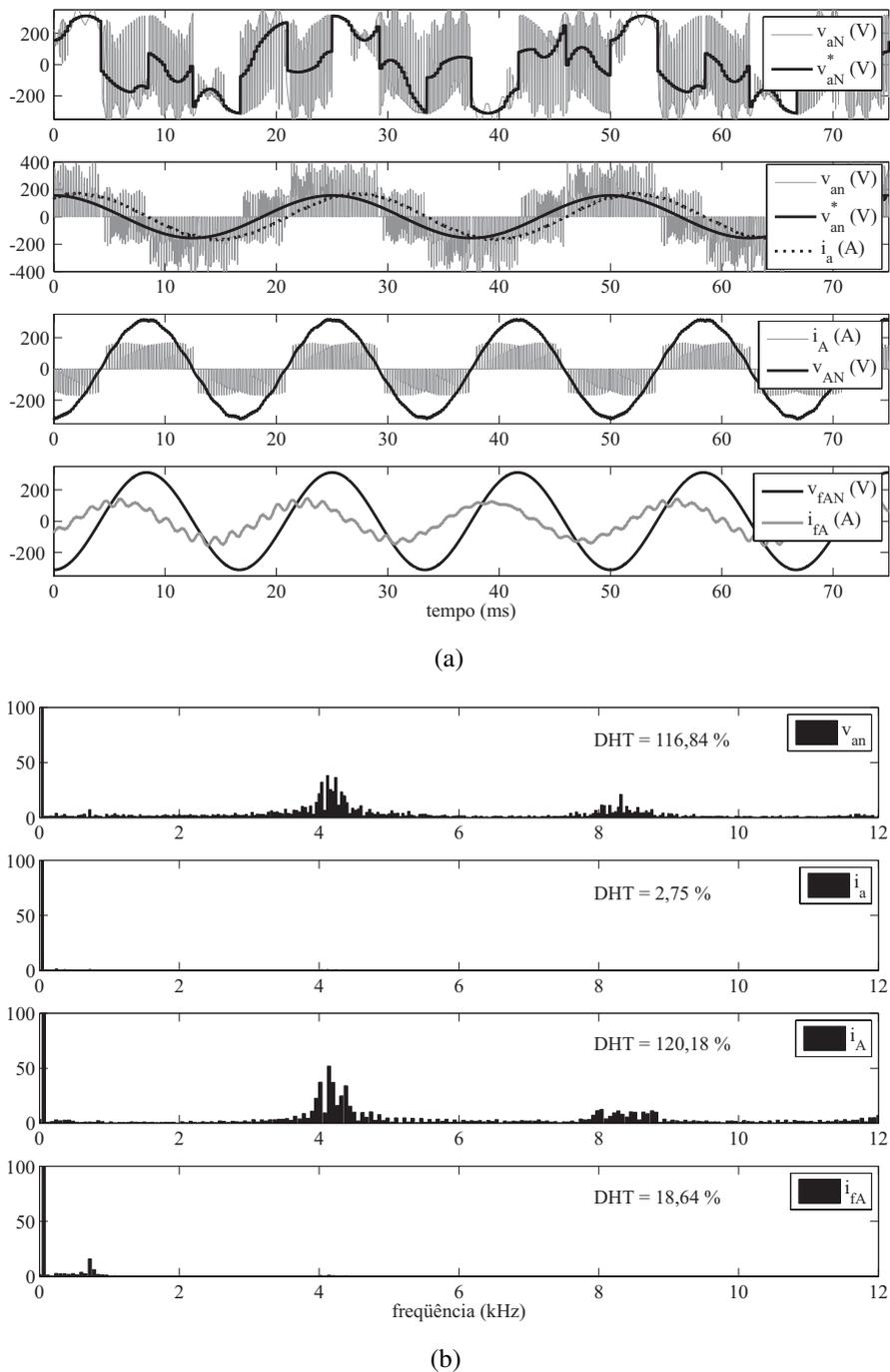
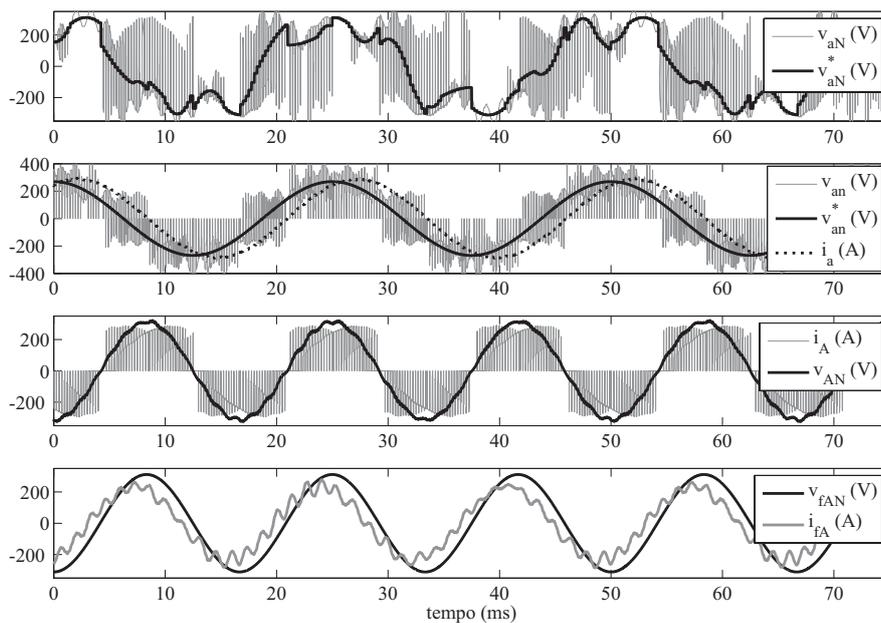
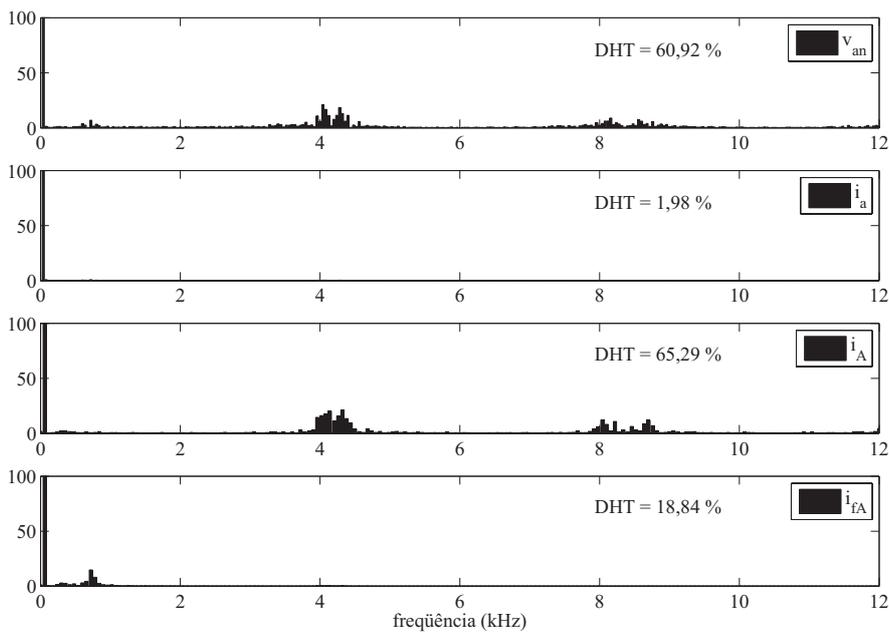


Figura 4.12: Resultado da simulação da técnica RPC com ganho  $q = \frac{1}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.



(a)



(b)

Figura 4.13: Resultado da simulação da técnica RPC com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ : (a) tensões e correntes na saída e na entrada do CM; (b) espectro harmônico da tensão da fase de saída  $a$  e das correntes  $i_a$ ,  $i_A$  e  $i_{fA}$  do CM.

### 4.3 Análise comparativa dos resultados

Pode ser visto nas Fig. 4.3(a) e 4.4(a) que a técnica de *Alesina e Venturini* é capaz de sintetizar as tensões desejadas na carga. Como explicado na seção 2.3, as tensões  $v_{jN}^*(t)$  devem possuir, além da componente senoidal desejada, uma componente de modo comum adequada, também chamada de componente homopolar, para garantir que o ganho de tensão máximo do CM chegue ao seu limite intrínseco  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ . A componente senoidal desejada na carga somada à componente de modo comum pode ser vista nas tensões  $v_{aN}^*(t)$  das Fig. 4.3(a) e 4.4(a). Por outro lado, a componente de modo comum não aparece na tensão nos terminais da carga  $v_{an}(t)$ , ou seja, esta é puramente senoidal. Como a carga apresenta um ângulo de deslocamento de  $30^\circ$  indutivo, a corrente  $i_a(t)$  está ligeiramente atrasada da tensão desejada. Comportamento semelhante ocorre com todas as técnicas simuladas. Nos terminais de entrada do CM, pode-se observar que a corrente chaveada  $i_A(t)$  possui uma componente fundamental que está em fase com a tensão  $v_{AN}(t)$ . Em compensação, a corrente filtrada da rede elétrica  $i_{fA}(t)$  está adiantada da tensão  $v_{fAN}(t)$ . Esse deslocamento se deve a componente reativa capacitiva da corrente  $i_{fA}(t)$  que é entregue ao capacitor  $C_f$  do filtro de entrada LC e não depende da técnica utilizada.

Se a carga do CM demanda pouca potência, a amplitude da componente fundamental de  $i_A(t)$ , que está em fase com a tensão  $v_{fAN}(t)$ , é menor que a da componente fundamental consumida pelo filtro LC e a corrente  $i_{fA}(t)$  fica adiantada da respectiva tensão. Se a carga do CM demanda alta potência, o contrário ocorre e a corrente  $i_{fA}(t)$  fica aproximadamente em fase com a respectiva tensão. Portanto, mesmo que o fator de deslocamento na entrada do sistema CM-carga seja controlável, o fator de deslocamento na entrada do sistema filtro-CM-carga é variável e depende da potência entregue à carga do CM, pois o controle é realizado em malha aberta. Esse efeito pode ser mitigado com a diminuição dos elementos reativos do filtro LC. Entretanto, a diminuição dos elementos reativos acarreta o aumento da frequência de corte do filtro e, se esta se aproximar da frequência de chaveamento, poderá ocorrer instabilidade no sistema, pois na frequência de corte o ganho de corrente é teoricamente infinito. Na prática, uma corrente de amplitude elevada é drenada pelo sistema, podendo

danificar o CM e a carga. Para evitar a instabilidade, uma frequência de chaveamento maior deverá ser estabelecida. Uma outra solução para esse efeito indesejado é realizar o controle do fator de deslocamento na entrada em malha fechada, ou seja, um atraso desejado (fator de deslocamento indutivo) é aplicado nos terminais do CM para compensar o adiantamento (fator de deslocamento capacitivo) no sistema filtro-CM-carga, em tempo real.

As Fig. 4.3(b) e 4.4(b) mostram o espectro harmônico das tensões e correntes na técnica de *Alesina* e *Venturini* para os dois valores de ganho  $q$ . Pode-se observar que as componentes harmônicas relevantes em  $v_{an}(t)$  e  $i_A(t)$  estão próximas da frequência de chaveamento ( $f_c = 4kHz$ ) e seus múltiplos. A corrente  $i_a(t)$  apresenta um espectro filtrado comparado a  $v_{an}(t)$  e possui, predominantemente, a componente fundamental. As componentes harmônicas da corrente  $i_A(t)$  são absorvidas pelo filtro LC e a corrente  $i_{fA}(t)$  apresenta um espectro bem filtrado. Entretanto, algumas componentes harmônicas que não estão presentes em  $i_A(t)$ , podem surgir em  $i_{fA}(t)$ , devido à frequência de ressonância do filtro LC. Próximo à legenda dos espectros harmônicos, é possível encontrar a distorção harmônica total (DHT) em por cento das tensões e correntes do CM.

Os resultados da técnica de *Rodríguez* para os dois valores de  $q$  são apresentados nas Fig. 4.5(a) e 4.6(a). É importante ressaltar que a tensão desejada no terminal de saída do CM  $v_{aN}^*(t)$  é diferente da apresentada pela técnica de *Alesina* e *Venturini*, pois cada técnica possui uma componente de modo comum diferente, que é capaz de elevar o ganho de tensão máximo para  $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 86,6\%$ . Essas diferentes componentes de modo comum em  $v_{aN}^*(t)$  são diretamente responsáveis pelos diferentes resultados apresentados pelas técnicas de controle. A técnica de *Rodríguez* utiliza somente duas das três tensões na entrada, em cada período de chaveamento, para sintetizar as tensões na saída do CM. Conseqüentemente, quando a tensão em um terminal de entrada não é utilizado na síntese, a corrente drenada nesta fase é nula, gerando uma descontinuidade indesejável. Essa é a principal desvantagem da técnica de *Rodríguez*. Pode ser visto nas Fig. 4.5(a) e 4.6(a) que a corrente  $i_A(t)$  é não-nula por  $240^\circ$  e nula por  $120^\circ$  do período fundamental. Como o filtro LC possui ressonância em  $720Hz$ , a corrente  $i_{fA}(t)$  possui forte distorção.

Os espectros harmônicos da técnica de *Rodríguez* são apresentados nas Fig. 4.5(b) e

4.6(b). Devido aos instantes nulos da corrente  $i_A(t)$ , esta apresenta componentes harmônicas relevantes próximas à componente fundamental. Como o filtro LC possui uma região de instabilidade de corrente centrado na frequência de corte ( $f_{corte} = 720Hz$ ), essas componentes de baixa frequência são amplificadas, causando forte distorção em  $i_{fA}(t)$ . Em compensação, a tensão  $v_{an}(t)$  possui componentes harmônicas relevantes próximas ao dobro da frequência de chaveamento.

Resultados das simulações das técnicas de *Huber e Borojević* e das técnicas RDH1, RDH2 e RPC podem ser vistas da Fig. 4.1 à Fig. 4.13. Embora as tensões desejadas  $v_{aN}^*(t)$  sejam diferentes para cada técnica, os resultados produzidos nas tensões e correntes na carga e nas correntes na entrada do CM são semelhantes, ou seja, todas as técnicas sintetizam a tensão desejada na carga com fator de deslocamento unitário nos terminais de entrada do CM. Os espectros harmônicos para as diversas técnicas apresentam características semelhantes. Entretanto, as DHT das tensões e correntes nas técnicas mencionadas apresentam diferenças consideráveis nos seus valores. Como existem infinitas combinações das razões de trabalho das chaves que produzem as mesmas tensões e correntes desejadas, cada técnica produz, para um mesmo ganho de tensão, uma DHT diferente, ou seja, mesmo que o espectro visivelmente pareça ser o mesmo, a soma de todas as componentes harmônicas é diferente. É desejável que a DHT seja a menor possível, já que as componentes harmônicas na corrente  $i_{fA}(t)$  são responsáveis pelos efeitos nocivos na rede elétrica, como a poluição das tensões no ponto de acoplamento comum e a diminuição do tempo de vida útil dos componentes reativos presentes no sistema de potência e na carga, como o desgaste dos mancais nos motores. Os elementos reativos presentes na carga e no filtro de entrada também são prejudicados pelas componentes harmônicas.

Os resultados das simulações da técnica de redução das perdas por chaveamento (RPC) são mostrados nas Fig. 4.12 e 4.13. É possível observar, tanto na tensão instantânea  $v_{aN}(t)$  quanto na tensão desejada  $v_{aN}^*(t)$ , que há instantes em que o terminal de saída  $a$  permanece conectado a um só terminal de entrada por vários períodos de chaveamento. Esses instantes estão centralizados no pico positivo ou negativo da corrente na carga. Como o estado das chaves do braço da fase  $a$  do CM não se altera durante esse intervalo de tempo, evita-se

comutações com a corrente no seu valor absoluto máximo. Portanto, a técnica de redução das perdas por chaveamento garante que todas as comutações ocorrem nos instantes em que o módulo da corrente está no seu valor intermediário ou mínimo, diminuindo as perdas por chaveamento no CM. O mesmo processo ocorre nas outras duas fases de saída do CM, só que em intervalos de tempo disjuntos.

Os valores das DHT das tensões e correntes na entrada e na saída do CM para ganhos de tensão  $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$  são apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente. Os dois menores valores das DHT para a tensão  $v_{an}(t)$  e para as correntes  $i_a(t)$ ,  $i_A(t)$  e  $i_{fA}(t)$  estão destacadas em negrito nas Tabelas 4.1 e 4.2.

Tabela 4.1: Comparação da distorção harmônica total das tensões e correntes do CM para  $q = \frac{1}{2}$ .

Técnica de Controle	DHT (%)			
	$v_{an}(t)$	$i_a(t)$	$i_A(t)$	$i_{fA}(t)$
<i>Alesina e Venturini</i>	<b>114,99</b>	2,11	156,23	36,05
<i>Rodríguez</i>	185,34	6,11	185,00	43,72
<i>Huber e Borojević</i>	<b>112,26</b>	2,08	<b>118,37</b>	<b>14,99</b>
<i>RDH1</i> com $\mu = \frac{1}{2}$	115,52	<b>1,77</b>	120,51	16,20
<i>RDH2</i>	116,17	<b>1,80</b>	121,18	<b>15,20</b>
<i>RPC</i>	116,84	2,75	<b>120,18</b>	18,64

Tabela 4.2: Comparação da distorção harmônica total das tensões e correntes do CM para  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Técnica de Controle	DHT (%)			
	$v_{an}(t)$	$i_a(t)$	$i_A(t)$	$i_{fA}(t)$
<i>Alesina e Venturini</i>	<b>59,68</b>	<b>1,37</b>	73,49	<b>12,66</b>
<i>Huber e Borojević</i>	<b>57,57</b>	<b>1,25</b>	<b>63,11</b>	19,12
<i>RDH1</i> com $\mu = \frac{1}{3}$	61,31	1,44	67,56	<b>16,21</b>
<i>RDH1</i> com $\mu = \frac{2}{3}$	61,80	1,75	66,17	36,87
<i>RDH2</i>	60,17	1,63	66,75	19,04
<i>RPC</i>	60,92	1,98	<b>65,29</b>	18,84

Observa-se na Tab. 4.1 que a técnica de *Huber e Borojević* obteve o melhor desempenho,

<sup>1</sup>O ganho de tensão máximo para a técnica de *Rodríguez* é menor que o ganho máximo do CM, portanto a técnica de *Rodríguez* foi omitida na tabela das DHT para  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

com ganho  $q = \frac{1}{2}$ , para  $v_{an}(t)$ ,  $i_A(t)$  e  $i_{fA}(t)$  e a técnica RDH1 obteve o melhor desempenho, com ganho  $q = \frac{1}{2}$ , para  $i_a(t)$ . Como mostrado no Capítulo 3, a técnica de *Huber e Borojević* apresentam o padrão  $\mu$  pulsado, ou seja,  $\mu$  alternando entre zero e um a cada  $60^\circ$  do período da fundamental da tensão desejada na saída. Portanto, o padrão  $\mu$  pulsado apresenta a melhor performance geral, para ganho  $q = \frac{1}{2}$ , em comparação com o melhor resultado obtido para  $\mu$  constante, que foi o da técnica RDH1 ( $\mu = \frac{1}{2}$ ). Distribuir igualmente o tempo para os três vetores nulos do CM (técnica RDH2) também não apresentou os melhores resultados, ou seja, o comportamento observado na técnica vetorial simétrica nos inversores tipo fonte de tensão (considerada a técnica com menor DHT) não se repete nos CM. Uma explicação simples segue: como o CM é um conversor direto de potência, não existe um elemento que desacople a entrada do CM da sua saída, ou seja, as correntes na entrada do CM influenciam o resultado das DHT para as tensões na saída e vice-versa. Logo, as tensões na saída das técnicas RDH1 e RDH2 tiveram influência negativa nas correntes na entrada do CM, assim como as tensões na saída da técnica com  $\mu$  pulsado (*Huber e Borojević*) podem ter tido uma influência positiva das correntes na entrada do CM.

Encontrar uma técnica com os menores valores de DHT para as variáveis na saída implica em encontrar o mesmo para as variáveis nos CM. Não há como dissociar o processo de busca, como ocorre nos conversores indiretos de potência. Como o campo de busca é infinito ( $\mu$  pode ser qualquer função descontínua no tempo compreendida entre zero e um), achar os menores valores de DHT para o CM é uma tarefa difícil. O que pode ser deduzido desse estudo é que valores constantes de  $\mu$  não apresentam os melhores resultados, com ganho  $q = \frac{1}{2}$ . Porém, as diferenças entre os valores das DHT de todas as técnicas apresentadas são pequenas, com exceção das técnicas de *Rodríguez* e de *Alesina e Venturini* que apresentam altos valores de distorção harmônica.

A técnica de *Huber e Borojević* obteve o menor DHT, com ganho  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ , para  $v_{an}(t)$ ,  $i_a(t)$  e  $i_A(t)$ , como pode ser visto na Tabela 4.2. Para a corrente  $i_{fA}(t)$ , a técnica de *Alesina e Venturini* também se destacou neste aspecto. Novamente, a técnica com  $\mu$  pulsado apresenta o melhor desempenho geral, considerando diferentes ganhos, reafirmando que técnicas com  $\mu$  constante não apresentam os resultados esperados dos conversores indiretos de potência.

Apesar do desempenho inferior da técnica de *Alesina e Venturini* para baixos valores de ganho de tensão, a técnica apresenta o segundo melhor desempenho para valores elevados de ganho, mostrando que seu desempenho depende do valor do ganho. As técnicas RDH1, RDH2 e RPC apresentaram desempenho intermediário e valores próximos nas duas faixas de ganho de tensão.

O número de comutações, em cada período de chaveamento, é apresentado na Tab. 4.3 para todas as técnicas simuladas.

Tabela 4.3: Número de comutações do CM, em cada período de chaveamento, nas técnicas simuladas.

<b>Técnica de Controle</b>	<b>Número de Comutações durante <math>T_c</math></b>
<i>Alesina e Venturini</i>	9
<i>Huber e Borojević</i>	6 ou 7
<i>Rodríguez</i>	6
<i>RDH1</i>	9
<i>RDH2</i>	9
<i>RPC</i>	6 ou 7

As técnicas de *Alesina e Venturini*, RDH1 e RDH2 não possuem valores de  $\mu$  fixos em zero ou em um durante intervalos de tempo regulares e, conseqüentemente, não ocorrem momentos em que uma fase de saída fica conectada, durante o período de chaveamento, a uma só fase de entrada. Portanto, elas apresentam sempre nove comutações (três para cada fase de saída). A técnica de *Rodríguez* aplica peso  $m_2 = 0$  no controle das correntes e cada fase de saída comuta duas vezes, totalizando seis comutações. A técnica de *Huber e Borojević* e a técnica RPC aplicam o padrão  $\mu$  alternando entre zero e um. Como os momentos em que  $\mu$  é zero e  $\mu$  é um geralmente são sincronizados com os momentos em que a maior tensão na entrada em módulo é positiva e negativa, respectivamente, ocorrem instantes em que uma fase de saída fica conectada, por vários períodos de chaveamento, a uma mesma fase de entrada e somente seis comutações são realizadas (três comutações em cada um dos outros braços). Quando o sincronismo entre  $\mu$  e as tensões na entrada não é perfeito, pois a frequência da saída não é necessariamente igual a da entrada, uma

comutação extra é realizada, totalizando sete. Apesar da técnica de *Rodríguez* possuir o menor número de comutações entre as técnicas apresentadas, foi visto nas Fig. 4.5 e 4.6 que as correntes drenadas pelo CM possuem forte distorção, podendo gerar instantes de instabilidade no sistema. Para garantir um sistema estável e confiável, essa técnica tem de ser evitada.

A principal diferença entre a técnica de *Huber e Borojević* e a técnica proposta para redução das perdas por chaveamento (RPC) é que a técnica RPC sincroniza o instante em que a fase de saída não comuta com o momento em que a corrente desta fase está no seu valor de pico positivo ou negativo. Desta forma, evita-se realizar comutações com o módulo da corrente no seu valor máximo. Portanto, as perdas por chaveamento da técnica RPC é menor que a da técnica de *Huber e Borojević*. O aumento da eficiência energética da técnica RPC é compensado pelo desempenho inferior desta técnica em relação aos valores das DHT, comparado com a técnica de *Huber e Borojević*.

Com relação aos dois critérios adotados, a técnica de *Huber e Borojević* e a técnica RPC são as escolhidas como as que possuem melhor desempenho global. O desempenho dessas duas técnicas é visto na Tab. 4.4.

Tabela 4.4: Comparação do desempenho das técnicas de *Huber e Borojević* e RPC.

<b>Critério de Comparação</b>	<b>Técnica de <i>Huber e Borojević</i></b>	<b>Técnica para redução das perdas por chaveamento (RPC)</b>
<b>Valor médio da DHT de <math>v_{an}(t)</math></b>	84,91	88,88
<b>Valor médio da DHT de <math>i_a(t)</math></b>	1,67	2,37
<b>Valor médio da DHT de <math>i_A(t)</math></b>	90,74	92,74
<b>Valor médio da DHT de <math>i_{fA}(t)</math></b>	17,06	18,75
<b>Número de Comutações</b>	6 ou 7	6 ou 7
<b>Evita comutações no pico da corrente</b>	Não	Sim

A média aritmética dos valores das DHT para os dois ganhos de tensão simulados ( $q = \frac{1}{2}$  e  $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ ) é utilizada para o cálculo do valor médio da DHT na Tab. 4.4. Dependendo do que é priorizado, ou menores valores de DHT ou menores perdas por chaveamento, uma ou outra técnica é aplicada no CM.

## 4.4 Conclusão

O objetivo deste capítulo foi simular o comportamento de todas as técnicas PWM apresentadas no Capítulo 3 em um modelo matemático de um CM  $3 \times 3$  criado na plataforma MATLAB®. Através dessas simulações, foi possível deduzir as semelhanças e diferenças entre as técnicas e compará-las por meio de dois critérios associados à qualidade das formas de onda produzidas pelo conversor e à eficiência do mesmo.

Observou-se que as técnicas propostas para reduzir a DHT não foram as que apresentaram melhores formas de onda, cabendo esse papel à técnica vetorial de *Huber e Borojević*. Por outro lado, a técnica proposta para reduzir as perdas por chaveamento possui características únicas que a torna a melhor em termos de eficiência energética.

# 5 CONCLUSÕES

Nesta dissertação, foram discutidos alguns aspectos sobre o conversor matricial: as possibilidades de implementação das chaves bidirecionais e sua disponibilidade comercial, o processo de comutação de corrente, o filtro de entrada e os circuitos de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes. As vantagens e desvantagens de tal conversor, quando comparado aos conversores indiretos tradicionais, mostram a posição de destaque dessa topologia. Apesar do grande número de pesquisas na área dos conversores diretos de potência nas últimas três décadas, questiona-se a possibilidade de substituir esse tipo de conversor pelo tradicional. Um grupo de pesquisadores acredita que essa substituição nas indústrias é impraticável, pois os conversores diretos de potência possuem um número elevado de dispositivos semicondutores, exigem técnicas de controle complexas e são muito suscetíveis a perturbações, devido à ausência do barramento CC. Outro grupo acredita que essa substituição é possível e será gradual, pois o avanço da tecnologia garante a miniaturização dos dispositivos de potência e o aumento da velocidade e capacidade computacional dos processadores digitais que realizam controle em tempo real. Portanto, esse segundo grupo de pesquisadores acredita ser possível no futuro um conversor matricial compacto e confiável para aplicações industriais. Atualmente, a empresa japonesa *Yaskawa*, acreditando no futuro potencial da topologia matricial, produz uma série conversores matriciais, conhecida como *AC7 Matrix Converter*. A potência nominal dessa série varia de 7,5 cavalos-vapor a 40 cavalos-vapor [74]. Um terceiro grupo de pesquisadores acredita

que os conversores matriciais serão, no futuro, uma solução compacta, de baixo custo e com longo tempo de vida útil **somente** para aplicações especiais nas indústrias aeroespacial, naval e bélica, nas quais portabilidade e durabilidade são essenciais.

Embora o principal objetivo dessa dissertação foi propor uma modulação escalar generalizada para conversores matriciais  $3 \times 3$ , um estudo detalhado do modelo matemático do circuito de potência foi necessário para o completo entendimento da estratégia proposta. Nesse estudo, a matriz de chaves bidirecionais, o filtro de entrada e a carga foram modelados em tempo contínuo. O controle discreto do conversor matricial, baseado na síntese em alta frequência das tensões na saída e correntes na entrada, foi examinado. O sistema de equações lineares que determina as razões de trabalho das chaves não possui solução única e, portanto, foi mostrado que é necessário fixar os valores de três graus de liberdade para alcançar uma solução.

A modulação generalizada faz uso da topologia do retificador-barramento CC fictício-inversor para determinar as razões de trabalho das chaves bidirecionais do conversor. Os seus três graus de liberdade podem ser modificados sem prejudicar a síntese das tensões na saída e correntes na entrada do conversor. São os diferentes conjuntos de valores dos graus de liberdade que definem as diversas técnicas de controle existentes na literatura. Três técnicas bem conhecidas são exploradas a partir desta nova estratégia e o conjunto dos graus de liberdade de cada uma delas é encontrado. Ao aplicar esses graus de liberdade à modulação generalizada, são encontradas as mesmas razões de trabalho das técnicas originais, o que prova sua capacidade de generalização.

Como é possível alcançar inúmeras técnicas de controle com a modulação generalizada, uma metodologia foi utilizada para encontrar as técnicas que gerem o menor conteúdo harmônico para as tensões na saída ou correntes na entrada através da variação de um parâmetro. Duas técnicas foram encontradas: uma gera os menores conteúdos harmônicos para valores baixos e altos do ganho de tensão e a outra distribui igualmente o tempo de aplicação dos vetores nulos do conversor matricial. Essa mesma metodologia foi utilizada para encontrar uma terceira técnica que reduza as perdas por chaveamento. Nessa técnica, um padrão pulsado para o fator de distribuição do vetor nulo foi encontrado e ao aplicar

tal padrão, sempre uma fase de saída do conversor fica “grampeada” a uma fase de entrada, garantindo seis ou sete comutações em cada período de chaveamento. Posteriormente, a idéia de utilizar o padrão pulsado deslocado dos inversores foi adaptada para o conversor matricial. Esse deslocamento do padrão produz uma mudança no grampeamento das fases e é possível alinhar esse grampeamento com os instantes em que as correntes na carga estão nos seus valores de pico, em valor absoluto. Dessa forma, evita-se a ocorrência de comutações com correntes altas e as perdas por chaveamento são reduzidas.

Com o objetivo de mostrar a eficiência das quatro técnicas propostas, diversas simulações foram realizadas no ambiente de programação MATLAB®. Os modelos matemáticos das chaves bidirecionais, do filtro de entrada e da carga foram implementados no MATLAB® e os parâmetros das simulações foram escolhidos. As três técnicas propostas foram comparadas com as três técnicas mais conhecidas para conversores matriciais. Os parâmetros utilizados para as comparações foram: distorção harmônica total e número de comutações (associado às perdas por chaveamento). Foi observado que as duas técnicas para redução da distorção harmônica não geram os menores valores de distorção, como era esperado. Em compensação, na técnica para redução das perdas por chaveamento, o conversor realiza somente seis ou sete comutações e próximo aos picos das correntes nas cargas, o conversor não modifica o estado das chaves, diminuindo as perdas por chaveamento. Dependendo da aplicação, ou a técnica para redução das perdas por chaveamento proposta ou a técnica de *Huber e Borojević* pode ser utilizada.

Algumas sugestões de trabalhos futuros podem ser citadas:

- Montagem experimental de um conversor matricial  $3 \times 3$ ;
- Metodologia para o cálculo das perdas por condução e por chaveamento em simulação e na montagem experimental;
- Metodologia para o cálculo da distorção harmônica total na montagem experimental;
- Modulação generalizada para um conversor  $l \times p$ .

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3 ed. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [2] C. Klumpner and F. Blaabjerg, “Modulation Method for a Multiple Drive System based on a Two-Stage Direct Power Conversion Topology with reduced Input Current Ripple,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 922–929, July 2005.
- [3] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl, “Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter,” *Proceedings of IEEE APEC’02*, vol. 2, pp. 777–791, March 2002.
- [4] L. Gyugyi and B. R. Pelly, *Static Power Frequency Changers: Theory, Performance, and Application*, 1 ed. John Wiley & Sons, Inc, 1976.
- [5] P. W. Wheeler, J. Rodríguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, “Matrix Converters: A Technology Review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, April 2002.
- [6] J. Rodríguez, E. Silva, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. Clare, and J. Pontt, “Matrix Converter Controlled with the Direct Transfer Function Approach : Analysis, Modelling and Simulation,” *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 2, pp. 63–85, February 2005.
- [7] H. Li, “Bidirectional Lateral Insulated Gate Bipolar Transistor,” United States Patent 5 793 064, August, 1998.
- [8] —, “Bidirectional Lateral Insulated Gate Bipolar Transistor Having Increased Voltage Blocking Capability,” United States Patent 5 977 569, November, 1999.

- [9] A. G. H. Accioly, “Técnicas de Modulação Por Largura de Pulsos Para Conversores Matriciais,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, April 2006.
- [10] P. W. Wheeler and D. A. Grant, “Optimised Input Filter Design and Low-loss Switching Techniques for a Practical Matrix Converter,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 144, no. 1, pp. 53–60, January 1997.
- [11] P. W. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, M. Apap, and M. Bland, “Matrix converters,” *Power Engineering Journal*, vol. 16, no. 6, pp. 273–282, December 2002.
- [12] C. L. Neft and C. D. Schauder, “Theory and Design of a 30-hp Matrix Converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 546–551, May/June 1992.
- [13] P. W. Wheeler and D. A. Grant, “Reducing the Semiconductor Losses in a Matrix Converter,” *IEE Colloquium on Variable Speed Drives and Motion Control*, pp. 14/1–14/5, November 1992.
- [14] M. Matsui and M. Yamagami, “Asymmetric control of HF link soft switching converter for UPS and PV systems with bidirectional power flow,” *Thirty-Third IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1332–1340, October 1998.
- [15] R. R. Beasant, W. C. Beattie, and A. Refsum, “An Approach to the Realization of a High-Power Venturini Converter,” *PESC’90*, pp. 291–297, June 1990.
- [16] N. Burány, “Safe Control of Four-Quadrant Switches,” *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989*, vol. 1, pp. 1190–1194, October 1989.
- [17] P. W. Wheeler, H. Zhang, and D. A. Grant, “A Theoretical and Practical Consideration of Optimised Input Filter Design for a Low Loss Matrix Converter,” *Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp. 363–367, October 1994.
- [18] L. Empringham, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, “Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Techniques,” *PESC’98*, vol. 1, pp. 707–713, May 1998.

- [19] S. Bernet, S. Ponnaluri, and R. Teichmann, "Design and Loss Comparison of Matrix Converters, and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 304–314, April 2002.
- [20] T. Kume, K. Yamada, T. Higuchi, E. Yamamoto, H. Hara, T. Sawa, and M. M. Swamy, "Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 571–581, March-April 2007.
- [21] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A New Matrix Converter Motor (MCM) for Industry Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 325–335, April 2002.
- [22] S. Bernet and R. Teichmann, "Potential and Risks of Matrix Converters for Modern AC-Drives," *4<sup>o</sup> Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, vol. 1, pp. A1–A10, December 1997.
- [23] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "The matrix converter: overvoltages caused by the input filter, bidirectional power flow, and control for artificial loading of induction motors," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 129–142, February 2000.
- [24] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "New Solutions for Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 336–344, April 2002.
- [25] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, and L. Zarri, "Theoretical and Experimental Investigation on the Stability of Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1409–1419, October 2005.
- [26] L. Huber and D. Borojević, "Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, November/December 1995.
- [27] C. L. Neft, "AC Power Supplied Static Switching Apparatus Having Energy Recovery Capability," United States Patent 4 697 230, September, 1987.

- [28] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1150–1161, September/October 1999.
- [29] ———, "Novel Solutions for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine," *Thirty-Second IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1447–1454, October 1997.
- [30] J. Mahlein and M. Braun, "A Matrix Converter Without Diode Clamped Over-voltage Protection," *Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, pp. 817–822, August 2000.
- [31] J. Mahlein, J. Weigold, and O. Simon, "New Concepts for Matrix Converters Design," *The 27th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 1044–1048, November/December 2001.
- [32] J. Mahlein, M. Bruckmann, and M. Braun, "Passive Protection Strategy for a Drive System With a Matrix Converter and an Induction Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 297–303, April 2002.
- [33] C. Klumpner, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Short Term Ride Through Capabilities for Direct Frequency Converters," *PESC'00*, vol. 1, pp. 235–241, June 2000.
- [34] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Experimental Evaluation of Ride-Through Capabilities for a Matrix Converter Under Short Power Interruptions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 315–324, April 2002.
- [35] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverter Structures," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 5, pp. 1242–1253, September 1985.
- [36] ———, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-33, no. 3, pp. 271–280, August 1986.
- [37] M. Venturini, "A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements," *Proceedings of POWERCON 7*, pp. E3\_1 – E3\_15, March 1980.

- [38] M. Venturini and A. Alesina, "The Generalised Transformer - A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor," *PESC '80*, pp. 242–252, June 1980.
- [39] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-state Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 319–330, April 1981.
- [40] ———, "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters," *PESC'88*, vol. 2, pp. 1284–1291, April 1988.
- [41] ———, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 101–112, January 1989.
- [42] J. Rodríguez, "A New Control Technique For AC-AC Converters," *Proceedings of the 3rd. IFAC Symposium*, vol. 1, pp. 203–208, 1983.
- [43] L. Huber and D. Borojević, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters," *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 871–876, October 1989.
- [44] ———, "Space Vector Modulation with unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters," *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 1032–1041, September/October 1991.
- [45] G. Roy and G.-E. April, "Direct Frequency Changer Operation Under a New Scalar Control Algorithm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 100–107, January 1991.
- [46] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 240–250, January 1992.
- [47] D. G. Holmes, "The General Relationship Between Regular-Sampled Pulse-Width-

- Modulation and Space Vector Modulation for Hard Switched Converters,” *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 1002–1009, October 1992.
- [48] A. Ishiguro, K. Inagaki, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, and K. Iwata, “A New Method of PWM Control for Forced Commutated Cycloconverters Using Microprocessors,” *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 712–721, October 1988.
- [49] J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, and E. Yamada, “Displacement Angle Control of Matrix Converter,” *PESC’97*, vol. 2, pp. 1033–1039, June 1997.
- [50] P. Tenti, L. Malesani, and L. Rossetto, “Optimum Control of N-input K-output Matrix Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 4, pp. 707–713, October 1992.
- [51] A. Ishiguro, T. Furuhashi, and S. Okuma, “A Novel Control Method for Forced Commutated Cycloconverters Using Instantaneous Values of Input Line-to-Line Voltages,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 3, pp. 166–172, June 1991.
- [52] S. Yuvarajan and A. Khoei, “An Improved Direct AC-AC Converter and its Application to Three Phase Induction Motor Drive,” *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 961–964, October 1988.
- [53] D.-H. Shin, G.-H. Cho, and S.-B. Park, “Improved PWM Method of Forced Commutated Cycloconverters,” *IEE Proceedings B on Electric Power Applications*, vol. 136, no. 3, pp. 121–126, May 1989.
- [54] J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo, “New Control Strategy for Matrix Converter,” *PESC’89*, vol. 1, pp. 360–367, June 1989.
- [55] Y.-H. Kim and M. Ehsani, “Control of Force-Commutated Direct Frequency Changers,” *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1163–1170, October 1990.
- [56] A. R. Daniels and D. T. Slattery, “Application of Power Transistors to Polyphase

- Regenerative Power Converters,” *Proceedings of IEE*, vol. 125, no. 7, pp. 643–647, July 1978.
- [57] E. P. Wiechmann, J. R. Espinoza, L. D. Salazar, and J. R. Rodriguez, “A Direct Frequency Converter Controlled by Space Vectors,” *PESC’93*, pp. 314–320, June 1993.
- [58] G. Kastner and J. Rodríguez, “A Forced Commutated Cycloconverter With Control of the Source and Load Currents,” *First European Conference on Power Electronics*, pp. 1141–1146, October 1985.
- [59] P. F. Seixas, “Commande Numérique d’une Machine Synchrone Autopilotée,” Ph.D. dissertation, Ecole Nationale Supérieure d’Electrotechnique, d’Electronique, d’Informatique, d’Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse, 1988.
- [60] R. N. C. Alves, “Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos,” Ph.D. dissertation, Universidade de Campina Grande, March 1998.
- [61] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas, “Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 351–359, May 2001.
- [62] A. Cataliotti, F. Genduso, A. Raciti, and G. R. Galluzzo, “Generalized PWM-VSI Control Algorithm Based on a Universal Duty-Cycle Expression: Theoretical Analysis, Simulation Results, and Experimental Validations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1569–1580, June 2007.
- [63] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach based on Space-Vector Representation of the Switch State,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 370–381, April 2002.
- [64] M. J. Maytum and D. Colman, “The Implementation and Future Potential of the Venturini Converter,” *Proceedings of Drives, Motors and Controls Conference*, pp. 108–117, September 1983.

- [65] *Getting Started with MATLAB*, R2006b ed., The MathWorks, Inc., 2006. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/>
- [66] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, October 1992.
- [67] A. G. H. Accioly, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, and V. N. Lima, "Generalized Modulation Strategy for Matrix Converters - Part I," *PESC'07*, pp. 646 – 652, June 2007.
- [68] —, "A New General Approach for Modulation Strategies in Matrix Converters," *ISIE'07*, pp. 685–690, June 2007.
- [69] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, V. N. Lima, and A. G. H. Accioly, "Generalized Modulation Strategy for Matrix Converters - Part II," *PESC'07*, pp. 665 – 671, June 2007.
- [70] F. Bradaschia, A. G. H. Accioly, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, and V. N. Lima, "Implementation of Modulation Strategies for Matrix Converters using a New General Approach," *ISIE'07*, pp. 701 – 706, June 2007.
- [71] D.-W. Chung and S.-K. Sul, "Minimum-loss Strategy For Three-phase PWM Rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 517–526, June 1999.
- [72] M. C. Cavalcanti, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, C. B. Jacobina, and R. N. C. Alves, "Reducing Losses in Three-Phase PWM Pulsed DC-Link Voltage-Type Inverter Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 4, pp. 1114–1122, August 2002.
- [73] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2 ed. Prentice Hall, 1999.
- [74] *AC7 Matrix Converter*, Yaskawa Electric America, Inc., March 2008. [Online]. Available: <http://www.yaskawa.com/>